

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

**SISTEMA ATIVO DE ESTABILIZAÇÃO PARA MEDIÇÃO
COM HOLOGRAFIA ELETRÔNICA**

**TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA
OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA MECÂNICA**

LUIS HUMBERTO SÁNCHEZ TRONCOSO

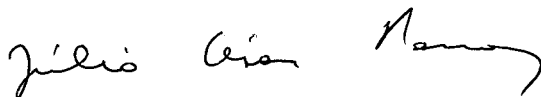
**FLORIANÓPOLIS
SANTA CATARINA – BRASIL
JULHO DE 1998**

SISTEMA ATIVO DE ESTABILIZAÇÃO PARA MEDIÇÃO COM HOLOGRAFIA ELETRÔNICA

LUIS HUMBERTO SÁNCHEZ TRONCOSO

**ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
“DOUTOR EM ENGENHARIA”**

**Especialidade ENGENHARIA MECÂNICA – Área de Concentração METROLOGIA E
INSTRUMENTAÇÃO e aprovada em sua forma final pelo CURSO DE PÓS-
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**



Prof. Júlio César Passos, Dr.

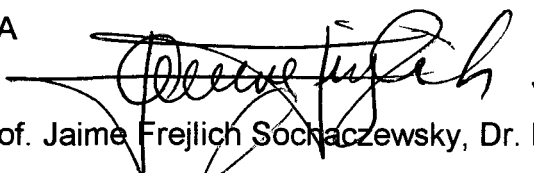
COORDENADOR DO CURSO DE PÓSGRADUAÇÃO



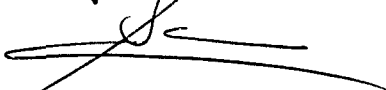
Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Júnior, Dr. Eng. Mec.

ORIENTADOR

BANCA EXAMINADORA



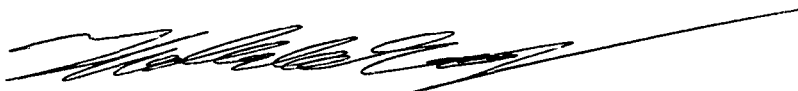
Prof. Jaime Frejlich Sochnaczewsky, Dr. État.



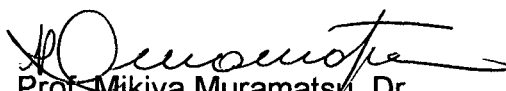
Prof. Carlos Alberto Schneider, Dr. ing.



Prof Czesław Lubomiro Barczack, Dr. Eng. Mec.



Prof. Frank Hrebabetzky, Dr. Rer. Nat.



Prof. Mikiya Muramatsu, Dr.

Ao Pdte. Salvador Allende Gossens, por criar as condições que permitiram-me ser Ingeniero.

À minha esposa Dévora, por fazer parte da minha vida.

Aos meus filhos: Camilo, Pamela, Natalia e Claudia, por dar-me sentido e força.

À minha família, por me permitir existir.

AGRADECIMENTOS

Agradeço:

À minha musa inspiradora.

Ao Brasil e sua gente, por serem tão especiais.

À Universidad de Antofagasta, pela oportunidade e apoio financiero.

À Universidade Federal de Santa Catarina, por receberme.

Ao Labmetro e à Fundação CERTI, pela infraestrutura oferecida.

Ao CNPq, pelo apoio financiero.

Ao professor Armando Albertazzi Gonçalves Jr., pela orientação, apoio, confiança e amizade.

Ao Danilo e ao Luis Fernando, pelo seu apoio técnico e amizade.

Ao pessoal do PET- Metrologia e Automação, da época.

Aos demais colaboradores do CERTI e colegas do Labmetro, que direta ou indiretamente contribuíram para a conclusão deste trabalho.

A todos os meus amigos, em especial ao André, Walter, Genisson, Luis, Carlos, Zimmerman e aos que a minha fraca memoria esquece e o meu coração lembra, por me fazerem amar o Brasil.

Do Autor:

Luis Humberto Sánchez Troncoso, segundo filho, do pedreiro Sr. **Urbano Sánchez Bañado** e da costureira Sra. **Alicia del Carmen Troncoso**, nasceu em Santiago de Chile no dia 08 de Agosto de 1957.

Iniciou os seus estudos no ensino básico público na *Escuela General de Hombres N° 16 de Iquique*, os continuou no segundo grau público cursando 1^{er} e 2^{do} medio no *Liceo de Hombres de Iquique*, finalizando o 3^o e 4^o medio no *Liceo de Hombres Alejandro Alvarez Jofre de Ovalle*.

Titulou-se como *Ingeniero de Ejecución Mecánico*, com o trabalho de titulação “*Optimización de un horno de fundición de salitre de la Oficina Salitrera Pedro de Valdivia*”, carrera da *Facultad de Ingeniería* da *Universidad de Antofagasta*. Ingresou na primeira turma da *Carrera Ingeniería Civil Mecánica* da mesma universidade, titulandou-se com o trabalho “*Automatización de una Máquina de Ensayo de Tracción*”, em parceria com o Ing. Francisco Bravo Mladinic.

Durante quatro anos, no exercício livre da profissão, desenvolveu-se como Engenheiro de Estudos e Projetos nas empresas *F&G Ingenieros Ltda.*, *PHI Ingenieros* e *JGJ Ingeniería*.

Ingresou a meados do ano 1990 como professor do *Departamento de Ingeniería Mecánica* da *Facultad de Ingeniería* da *Universidad de Antofagasta*.

No início de 1991, foi aceito no curso de Mestrado da Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina, passando posteriormente ao curso de Doutorado, com a venia do Colegiado.

Actualmente desenvolve-se ainda como professor na *Universidad de Antofagasta*.

SUMARIO	
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMENTOS	iii
DO AUTOR	iv
SUMARIO	v
SIMBOLOGIA	ix
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Holografia Eletronica	1
1.1.1 - A denominação	1
1.1.2 - A técnica	1
1.1.3 - A estação holográfica	4
1.2 - O Problema	5
1.2.1 - O sistema de compensação	5
1.2.2 - Justificativas	6
1.3 - Objetivos e resultados do trabalho	6
1.4 - O presente trabalho	7
2 - EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS ATIVOS DE ESTABILIZAÇÃO	8
3 - CARACTERIZAÇÃO DAS PERTURBAÇÕES	13
3.1 - Variação da velocidade de propagação	13
3.1.1 - Variação do índice de refração	15
3.2 - Variação do caminho óptico	20
3.3 - Variação da frequência da luz	21
3.4 - Perturbações na holografia eletrônica	23
4 - O SISTEMA PROPOSTO: Visão geral.	24
4.1 - Premissas básicas	24
4.2 - O Laço de realimentação	25
4.3 - Metas de desempenho	26
5 - MODELAMENTO MATEMÁTICO DO SISTEMA	28
5.1 - Função de transferencia interferométrica	28
5.1.1 - Padrão de speckle objetivo	29

5.1.2 -	Padrão de speckle subjetivo	30
5.1.3 -	Interferência dos padrões de speckle	32
5.2 -	Holografia eletrônica	33
5.2.1 -	Relação fase deslocamento	34
5.2.2 -	Método de deslocamento de fase	34
5.3 -	Modulação da amplitude de um sinal senoidal contínuo no tempo	36
5.4 -	Princípio de estabilização	38
5.4.1 -	Realimentação utilizando o primeiro harmônico	40
5.4.2 -	Realimentação utilizando o segundo harmônico	40
5.4.3 -	Análise gráfica dos pontos de estabilização	41
6 -	O SISTEMA PROPOSTO: REALIZAÇÃO	44
6.1 -	O sensor	45
6.1.1 -	O tubo fotomultiplicador (PMT)	45
6.1.2 -	Fotodetector normal e interferômetro	48
6.2 -	O elemento de controle: O Amplificador Lock-in	50
6.2.1 -	Filtro Passa Baixas	51
6.3 -	O Atuador	52
6.4 -	Montagem experimental	53
6.4.1 -	A montagem óptica	55
6.4.2 -	O sistema ativo de estabilização (SAEHE)	56
7 -	CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA	59
7.1 -	Identificação em frequência	60
7.2 -	A dinâmica dos componentes	63
7.2.1 -	O Lock-in	63
7.2.2 -	O somador	64
7.2.3 -	O caminho do dither	65
7.2.4 -	O sensor: O PMT	66
7.2.5 -	A interação não linear: Pzt-Interferômetro-PMT	68
7.2.6 -	Resumo da Dinâmica	73
8 -	AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ATIVO DE ESTABILIZAÇÃO	74
8.1 -	Indicadores de desempenho da holografia eletrônica	76

8.1.1 -	O Contraste das franjas ao vivo.	76
8.1.2 -	Amplitude de modulação	78
8.1.3 -	Fase das franjas ao vivo	80
8.2 -	Metodologia de Avaliação do Desempenho de um SAE	80
8.2.1 -	Procedimento geral	80
8.2.2 -	Definição dos limites de ensaio	82
8.2.3 -	Regulagem dos parâmetros do SAE e da montagem holográfica.	83
8.2.3.1.	Montagem holográfica	83
8.2.3.2.	Parâmetros operacionais do SAE	83
8.2.3.3.	Amplitude e frequência do dither	84
8.2.4 -	Inicialização do Sistema	85
8.2.5 -	Aplicação dos níveis de perturbação programados	85
8.2.6 -	Medição do contraste, fase e amplitude de modulação para cada ponto de estabilização, com SAE desligado.	86
8.2.7 -	Medição do contraste, fase e amplitude de modulação para cada ponto de estabilização, com SAE ligado.	86
8.2.8 -	Calculo de parâmetros e gráficos	87
8.2.8.1.	Parâmetros quantitativos	87
8.2.8.2.	Gráficos no espaço amplitude x frequência	98
8.2.8.3.	Gráficos temporais	88
8.3 -	Ensaio realizados	89
8.3.1 -	Descrição dos ensaios.	98
8.3.2 -	Resultados obtidos.	90
8.3.2.1.	Amplitude de perturbação.	90
8.3.2.2.	O contraste das franjas ao vivo.	92
8.3.2.3.	A fase das franjas ao vivo.	93
8.3.2.4.	Amplitude de modulação.	93
8.3.2.5.	Taxa de atenuação.	94
8.3.2.6.	Qualidade em imagens.	96
9 -	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS.	97
9.1 -	Considerações do ponto de vista da holografia eletrônica.	97

9.1.1 -	Análise do dither.	97
9.1.2 -	Amplitude de perturbação.	97
9.1.3 -	Ângulo da fase.	98
9.1.4 -	Amplitude de modulação.	99
9.1.5 -	Qualidade das imagens.	99
9.1.6 -	O contraste.	99
9.2 -	Considerações do ponto de vista de controle.	100
9.2.1 -	O controlador.	100
9.2.2 -	O atuador: Pzt.	101
9.2.3 -	O Sensor: PMT.	101
9.3 -	Considerações globais sobre o comportamento do SAE.	101
10 -	CONCLUSÕES.	103
10.1 -	Sobre o ponto de vista da holografia eletrônica.	103
10.2 -	Sobre a metodologia.	104
10.3 -	Sobre o ponto de vista de controle.	105
11 -	REFERENCIAS.	107

SIMBOLOGIA

\otimes	: símbolo de convolução
$\Delta\phi$: variação da diferença de fase provocada pelo deslocamento da superfície; <i>rad</i>
Δn	: variação do índice de refração
$\Delta\rho$: variação da densidade do ar; <i>kg/m³</i>
Δf	: variação da frequência da luz do laser; <i>Hz</i>
$\Delta\lambda$: variação do comprimento de onda da luz; <i>m</i>
α	: constante de proporcionalidade
β	: ângulo plano; <i>rad</i>
δ	: função delta de Dirac
ρ	: densidade do meio; <i>kg/m³</i>
ρ_0	: densidade de referência; <i>kg/m³</i>
ϕ	: diferença de fase entre as frentes de onda; <i>rad</i>
$\phi_p(t)$: função perturbação de diferença de fase; <i>rad</i>
ϕ_i	: fase inicial do speckle, antes do carregamento; <i>rad</i>
ϕ_f	: fase final do speckle, depois do carregamento; <i>rad</i>
λ	: comprimento de onda da luz coerente ou monocromática
π	: 3.14159
θ	: ângulo de posição
τ_c	: constante de tempo
ω	: frequência angular; <i>rad/s</i>
Ω	: ângulo sólido do “pinhole”; <i>sr</i>
Ω_{SE}	: ângulo sólido da semiesfera; <i>sr</i>
$\xi(x,y)$: função distribuição de rugosidade aleatória
ψ_c	: fase a controlar;
ψ_r	: amplitude da variação da fase (dither)

SIMBOLOGIA (Continuação)

- A_o : amplitude da luz emitida por ponto no plano objeto.
 A_{obj} : área no objeto, que gera um speckle; m^2
 c : velocidade da luz no vácuo; m/s
 C_i : coeficientes de interpolação da pressão de saturação, $i=0,1,2,3,4$
 C_{gd} : constante de Gladstone-Dale m^3/kg
 $C(\omega)$: Transformada de Fourier de $c(t)$
 C_{te} : constante
 d : diâmetro do diafragma; m
 d_s : diâmetro do speckle; m
 d_{obj} : diâmetro da área no objeto; m
 \vec{d} : deslocamento de interesse; m
 E : amplitude de onda electromagnética, W
 E_0 : amplitude do pico da onda; W
 $e(t)$: sinal de erro
 f : frequência temporal
 $g(v_r)$: função auxiliar
 g_i : ganho do dinodo i ; $i = 1 @ n$
 G_{PMT} : ganho do fotomultiplicador
 H : umidade relativa do ar atmosférico; %
 $h_A(t)$: resposta impulsiva do atuador Pzt; m/V .
 $h_C(t)$: Resposta impulsiva do controlador.
 $h_{FPB}(t)$: resposta impulsiva do filtro passa baixa.
 $h_R(t)$: Resposta impulsiva do sensor
 I : intensidade luminosa, W
 I_f : intensidade luminosa de fundo, W .
 I_m : intensidade luminosa de modulação, W .
 I_c : corrente no cátodo; A
 I_a : corrente no ânodo; A
 $I_p(t)$: função do intensidade luminosa.
 I_{obj} : intensidade refletida pela área objeto; W
 J_1 : função de Bessel de primeira ordem

- Ma : massa molecular do ar seco, $kg/kgmol$
 Mm : massa molecular, $kg/kgmol$
 Mw : massa molecular do vapor de água; $kg/kgmol$
 mv : modulo do vetor de onda ($mv = 2\pi/\lambda$); rad/m
 n : índice de refração do ar
 n_o : índice de refração do ar à densidade ρ_0
 n_s : vetor de iluminação
 n_q : vetor de observação
 OF : ordem de franja
 P : pressão ambiente; Pa
 P_{sat} : pressão de saturação do vapor de água no ar; Pa
 P_v : pressão de vapor; Pa
 $p(t)$: função perturbação de fase temporal
 \vec{p} : vetor sensibilidade da montagem holográfica
 R : constante geral dos gases ; $N.m/(kgmol.K)$
 r : posição de um ponto no plano de imagem
 r_s : radio do speckle
 T : temperatura; K
 $T.F.$: Transformada de Fourier
 t_c : tempo fixo; s
 t : tempo; s
 u : distancia lente-plano objeto;
 v : distância lente-plano imagem
 $u(t)$: sinal de controle; V
 $u(x,y)$: amplitude complexa da luz incidente em (x,y)
 v_p : velocidade de propagação de uma onda eletromagnética num meio
 $v(t)$: sinal de tensão; V
 $V(\omega)$: transformada de Fourier de $v(t)$
 W : conteúdo de umidade do ar
 $y(t)$: sinal de tensão de entrada no filtro; V
 $Y(\omega)$: Transformada de Fourier de $y(t)$
 z : coordenada de posição, no sentido da propagação; m

RESUMO

Neste trabalho é apresentada uma metodologia para avaliar o comportamento dinâmico de sistemas ativos de estabilização adequados para medições com holografia eletrônica. São desenvolvidos e implementados parâmetros que permitem a avaliação do desempenho, tanto da técnica de medição holográfica em si, quanto dos ganhos que o sistema ativo de estabilização é capaz de induzir nesta.

É desenvolvido, analisado e avaliado um sistema ativo de estabilização, projetado para potencializar o uso da estação holográfica para medição de micro-deslocamentos, em ambientes extralaboratoriais, expostos a níveis de perturbações mais elevados que os tipicamente encontrados nos laboratórios de óptica.

Através da caracterização de sistemas dinâmicos no domínio da frequência, são identificadas as funções de transferência dos componentes do sistema global, composto pela estação holográfica e o sistema ativo de estabilização. Estes parâmetros são utilizados para otimizar o desempenho dinâmico do sistema ativo de estabilização.

A metodologia de avaliação é aplicada no sistema ativo de estabilização desenvolvido, e é caracterizado o seu comportamento através dos indicadores propostos neste trabalho, que são dispostos numa representação tridimensional no plano de frequências e amplitudes de perturbação.

Os resultados apontam que o sistema de estabilização é viável, que os indicadores adotados são convenientes, e que a metodologia utilizada é perfeitamente válida para avaliar sistemas ativos de estabilização deste tipo. São também apontadas algumas limitações a serem contornadas para otimizar o desempenho global do sistema de estabilização ativa desenvolvido.

ABSTRACT

This work presents a methodology to evaluate the dynamic performance of active stabilization systems used for TV holography measurement. Numerical parameters are developed and implemented in order to quantify the performance of the measurement technique itself as well as its performance gain when the active stabilization system is on.

An active stabilization system is developed, analyzed and evaluated. This system was designed to improve the capability of a TV holography to run micro-displacement measurement outside of optical labs, where higher disturbance are present.

The dynamic transfer function of each component of both TV holography and the active stabilization system were characterized through frequency domain analysis. Those parameters are used in order to optimize the active stabilization system's performance.

The proposed methodology is applied in the developed active stabilization system and its performance is quantified through the development parameters. 3D graphs are used to better represent the results of the systems in terms of frequency and amplitude of external disturbances.

The results show that the developed active stabilization system works and the defined parameters and methodology are suitable for describing the performance of such kind of optical system. Limitations and problems to be solved are presented and discussed in order to improve the overall performance of the developed system.

1- INTRODUÇÃO.

O desenvolvimento da tecnologia laser, o aumento acelerado das capacidades e velocidades dos computadores e o domínio das técnicas de processamento de imagem têm permitido o surgimento de uma nova técnica de medição: A Holografia Eletrônica.

Da mesma forma que as principais técnicas de medição de precisão, também apresenta limitações e restrições de utilização, pois está circunscrita a ambientes controlados de laboratório onde as perturbações externas são mais controladas. Mas a sua utilidade consolidou-a como uma poderosa ferramenta em trabalhos de pesquisa.

O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema ativo de estabilização que permitirá a utilização desta técnica em trabalhos fora de ambientes de laboratório.

1.1 - Holografia Eletrônica.

1.1.1 - A denominação.

Tal como acontece com toda nova tecnologia, não existe no início uniformidade na sua denominação, sendo que hoje são utilizados diversos nomes para definir a mesma técnica /1/. Alguns dos nomes típicos até hoje reportados são: Interferometria eletrônica de padrões de speckle (ESPI), Holografia eletrônica, Holografia por TV (TV holography) ou Interferometria digital de padrões de speckle (DSPI).

Neste trabalho adota-se o nome Holografia Eletrônica para designar a técnica a ser estudada.

1.1.2 - A técnica.

Quando uma frente de onda (FO) de luz coerente atinge uma superfície rugosa gera-se um campo difuso de luz que, ao passar por um dado sistema óptico (SO), forma um padrão de "speckle" no plano de imagem (PI) /2/, isto é, um padrão de pontos com textura granular que é superposta à imagem visível.

A Holografia Eletrônica, baseia-se, do ponto de vista holográfico, na interferência dos padrões de speckle produzidos, no plano de imagem, por duas frentes de onda que iluminam a superfície simultaneamente (iluminação dupla), como mostra a Figura 1.1 ou pela interferência de uma frente de onda que ilumina a superfície e uma frente de onda de referência que atinge diretamente a câmara CCD (iluminação simples) /3/.

As intensidades do padrão de interferência resultante, no plano de imagem, dependem das intensidades luminosas e da diferença de fase das frentes de onda que interferem.

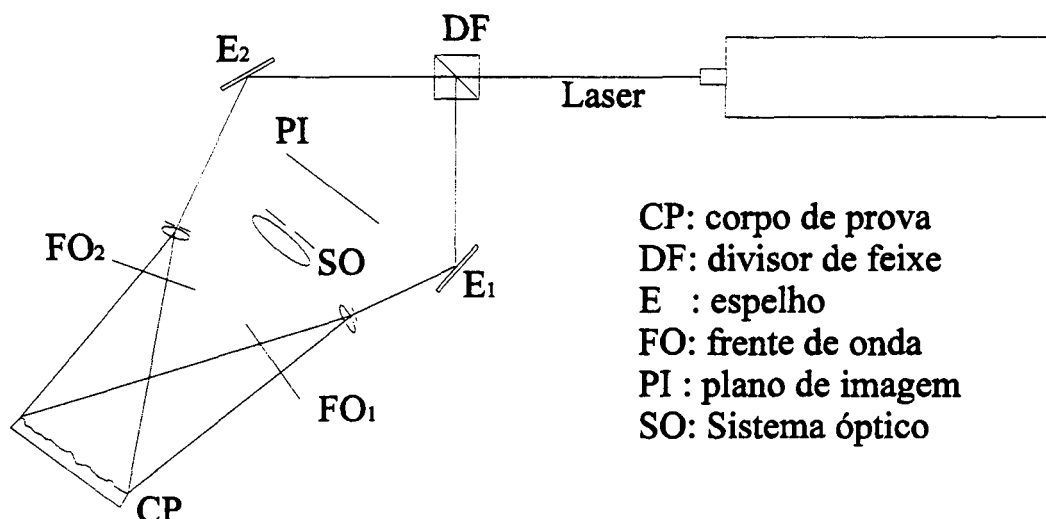


Figura 1.1 Interferômetro simples de dupla iluminação

A equação que define tal comportamento é:

$$I(r) = I_1(r) + I_2(r) + 2\sqrt{I_1(r)I_2(r)} \cos(\phi) \quad (1.1)$$

onde:

- r : posição de um ponto no plano de imagem;
- $I_{1,2}$: intensidades em r , resultante das frentes de onda 1 e 2 respetivamente;
- ϕ : diferença de fase entre as frentes de onda no ponto considerado.

No caso de existir um deslocamento da superfície, as intensidades dos padrões de interferência, no plano de imagem, experimentarão uma variação pois o deslocamento da superfície têm uma relação proporcional com a diferença de fase entre as duas frentes de onda $/2/$, resultando na seguinte intensidade:

$$I'(r) = I_1(r) + I_2(r) + 2\sqrt{I_1(r)I_2(r)} \cos(\phi + \Delta\phi) \quad (1.2)$$

onde:

- $\Delta\phi$: variação da diferença de fase provocada pelo deslocamento da superfície.

Do ponto de vista eletrônico, a utilização de uma câmera digital, permite obter uma matriz de valores numéricos (pixels) na memória do computador, onde cada valor é representativo de uma pequena região do plano de imagem da câmera. No caso da imagem de um padrão interferométrico de speckles, em cada memória (pixel) tem-se um número associado à

intensidade luminosa que atinge a região correlata no plano de imagem. Na imagem digitalizada, dita intensidade, pode se ver como níveis de cinza entre o preto total (valor 0) e o branco total (valor 255). A característica principal destes valores numéricos associados a os níveis de cinza é que eles podem ser operados algebricamente.

Subtraindo as imagens digitais obtidas antes e depois do deslocamento e considerando o módulo do resultado, obtém-se um *mapa de franjas* onde aqueles pontos que experimentaram uma variação na fase de $\Delta\phi = 2n\pi$, com n inteiro, apresentam intensidade nula uma vez que $I = I'$, nesta situação e os pontos que tiveram uma variação de fase de $\Delta\phi = (2n+1)\pi$ apresentam intensidade máxima de $2I$, pois neste caso $I = -I'$.

Existe um procedimento experimental, baseado no método de deslocamento de fase $/4/$ que permite a determinação da fase do speckle antes e depois do deslocamento da superfície. A través da captura e processamento digital de quatro imagens defasadas de $\pi/2 \text{ rad}$, entre elas, antes do carregamento, determina-se a fase ϕ_a . Analogamente obtém-se o valor da fase ϕ_b , para cada ponto, depois do carregamento.

Pela subtração de estas imagens digitais, gera-se, desta maneira, um mapa de fase que apresenta a diferença de fase experimentada por cada ponto em função do deslocamento.

A expressão que relaciona a diferença de fase com o deslocamento experimentado é $/2/$:

$$\vec{p} \bullet \vec{d} = \lambda \frac{\Delta\phi}{2\pi} \quad (1.3)$$

onde:

\vec{p} : vetor sensibilidade da montagem;

\vec{d} : deslocamento experimentado;

λ : comprimento de onda da luz coerente.

ou, em termos da ordem de franja

$$\vec{p} \bullet \vec{d} = \lambda \cdot OF \quad (1.4)$$

onde:

OF : ordem de franja; calculado por $\Delta\phi/2\pi$

O vetor sensibilidade \vec{p} é definido a partir das posições tridimensionais de iluminação e observação, portanto de natureza conhecida; pois depende da montagem.

Logo, é possível determinar o vetor deslocamento \vec{d} a partir do seguinte sistema de equações:

$$\vec{p}_1 \cdot \vec{d} = \lambda \frac{\Delta\phi_1}{2\pi} ; \vec{p}_2 \cdot \vec{d} = \lambda \frac{\Delta\phi_2}{2\pi} ; \vec{p}_3 \cdot \vec{d} = \lambda \frac{\Delta\phi_3}{2\pi} \quad (1.5)$$

onde:

- $\vec{p}_{1,2,3}$: vetores linearmente independentes, correspondentes a distintas condições de iluminação;
- $\Delta\phi_{1,2,3}$: respectivas variações de fase produzida pelo deslocamento, nas três direções de iluminação;

Onde tanto os vetores de sensibilidade quanto as diferenças de fase são obtidas numa montagem que têm três pares de iluminação.

1.1.3 - A estação holográfica.

O sistema "Estação Holográfica" foi idealizado para facilitar a aplicação da holografia eletrônica na engenharia. Este sistema está sendo desenvolvido por pesquisadores do LABMETRO - Laboratório de Metrologia e Automação do Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC e da Fundação CERTI. Esta estação holográfica corresponde a um sistema que consta de uma parte de hardware constituída por:

elementos ópticos:

- laser,
- fibras ópticas e suportes de fixação;
- microdeslocador piezoelétrico;
- câmara CCD.

elementos do sistema de processamento de imagens:

- placas de processamento de imagens;
- monitor de TV.

E o software, intitulado SINTHE 3.0, constituído por módulos que realizam varias funções necessárias para a holografia eletrônica como:

- visualização de franjas ao vivo;
- obtenção e processamento de mapas de fase;
- cálculo de deslocamentos, tensões e deformações;
- análise de resultados através de gráficos;

- obtenção e processamento de mapas de fase;
- cálculo de deslocamentos, tensões e deformações;
- análise de resultados através de gráficos;

1.2 - O problema.

Um dos objetivos fundamentais no desenvolvimento da estação holográfica é a sua utilização na solução de problemas da indústria /5/.

Devido à sensibilidade do sistema a perturbações externas, os problemas factíveis de serem estudados são só aqueles que podem ser trasladados até o Laboratório de Óptica, onde está localizada a bancada antisísmica da estação holográfica, dotada de um sistema passivo de isolamento de vibrações.

Como já foi visto, a intensidade luminosa é função da fase, mas esta é sensível a qualquer variação do comprimento do caminho óptico. Assim, embora a holografia eletrônica permita a medição do deslocamento de interesse, também reage a mudanças indesejáveis de posição da fonte luminosa, do observador e da peça quando esta se desloca por efeito de um fenômeno externo que não se deseja registrar; ou mesmo com variações ambientais que mudam o índice de refração do ar.

1.2.1 - O sistema de compensação.

Da análise anterior, torna-se interessante o desenvolvimento de um sistema de estabilização que seja capaz de compensar os efeitos inconvenientes que mudam a fase dos speckles, e, portanto, das frentes de onda, durante a captura de cada imagem.

Como a técnica de medição é baseada em dois instantes de captura (pré e pós carregamento), a intensidade resultante do padrão de interferência no instante de captura deve permanecer constante. Logo a monitoração da intensidade do padrão de interferência permite obter um sinal cujas variações representem o desvio resultante das perturbações.

Se, através de um sistema de controle, seja analógico ou digital, fosse obtido um sinal de controle que ao ser aplicado no interferômetro corrigisse a fase do speckle de maneira que a intensidade do padrão de interferência permanecesse constante, o problema estaria resolvido.

1.2.2 - Justificativas.

A plena implementação de uma solução deste tipo pode qualificar a estação holográfica a atuar num meio industrial preservando as potencialidades da técnica sendo as mais consideráveis:

- retroação nula, pois não altera o valor da grandeza;
- medição direta na peça e não sobre modelos,
- fenômenos de campo completo da grandeza a medir, isto é, todo o campo observado pode ser medido.

Assim todas as vantagens que têm consagrado a holografia eletrônica estariam disponíveis ao engenheiro do meio industrial.

1.3 - Objetivos e resultados do trabalho.

Com o intuito de ampliar o universo de aplicações da estação holográfica, este trabalho envolve o desenvolvimento e avaliação de um sistema ativo de estabilização para compensar as perturbações externas, a fim de viabilizar a utilização da estação holográfica fora do ambiente de laboratório.

Os principais resultados esperados com a utilização do sistema ativo são:

- a) otimização do desempenho metroológico, pelo aumento da confiabilidade da estação;
- b) diminuição do tempo de planejamento e montagem experimental, pelo possível relaxamento da exigência de isolamento a perturbações;
- c) possibilidade de uso da estação em ambientais menos estáveis, com presença de correntes de ar e vibrações;
- d) redução de custos do sistema pelo uso de uma bancada mais simples;
- e) projeto de componentes mais simples pela diminuição da necessidade de rigidez mecânica dos componentes.
- f) melhoria do desempenho metroológico em função da garantia de que a estabilização da imagem sempre se dará em quatro estados rigorosamente desfasados de $\pi/2$ rad.

Para atingir estes resultados será desenvolvido um trabalho pioneiro na utilização de sistemas ativos de estabilização para holografia eletrônica que satisfaz o requerimento de quatro pontos diferentes de estabilização do método de deslocamento de fase.

1.4 - O presente trabalho.

Com o intuito de organizar a informação sobre o problema têm-se estruturado o presente trabalho escrito com a seguinte estratégia:

No capítulo 2, apresenta-se a evolução experimentada até hoje pelos sistemas ativos de estabilização em aplicações análogas.

No capítulo 3, aprofunda-se o estudo das perturbações, procurando definir quais são significativas e os seus mecanismos de transmissão.

No capítulo 4, define-se em forma macro o funcionamento do sistema ativo de estabilização do ponto de vista de controle, assim como se faz o levantamento das metas de desempenho.

No capítulo 5 são desenvolvidos os modelos matemáticos do sistema holográfico, assim como o aprofundamento no princípio no qual se baseia o sistema estabilizador.

No capítulo 6 é definido o princípio de operação e funcionamento de cada componente do sistema de estabilização proposto.

No capítulo 7 é apresentada a caracterização do sistema, do ponto de vista de controle, fornecendo as funções de transferencia de cada componente.

No capítulo 8, apresenta-se uma metodologia para a avaliação do desempenho de Sistemas Ativos de Estabilização, em conjunto com os resultados da avaliação do sistema desenvolvido.

A discussão dos resultados apresenta-se no capítulo 9, sendo que as conclusões se apresentam no 10.

2- EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS ATIVOS DE ESTABILIZAÇÃO

Uma revisão bibliográfica, visando a procura de informações tanto atuais quanto históricas, permitiu levantar o perfil da evolução da utilização dos sistemas ativos de estabilização de sistemas interferométricos e definir o estado da arte do tema em questão.

Desta revisão, pode-se observar que um dos pioneiros nesta aplicação específica das técnicas de laços de realimentação, foi a equipe de Neumann e Rose /6/, que no ano 1967 utilizou um laço de controle proporcional para eliminar as perturbações na gravação de um holograma. O sistema por eles projetado, cuja montagem se mostra na Figura 2.1, considerou um detetor de fase (fenda mais fotomultiplicador) para medir a fase relativa dos feixes interferentes, uma eletrônica para gerar um sinal de controle proporcional ao sinal do sensor e um atuador (espelho mais piezoelétrico) comandado pelo sinal de controle para modular a fase relativa dos feixes.

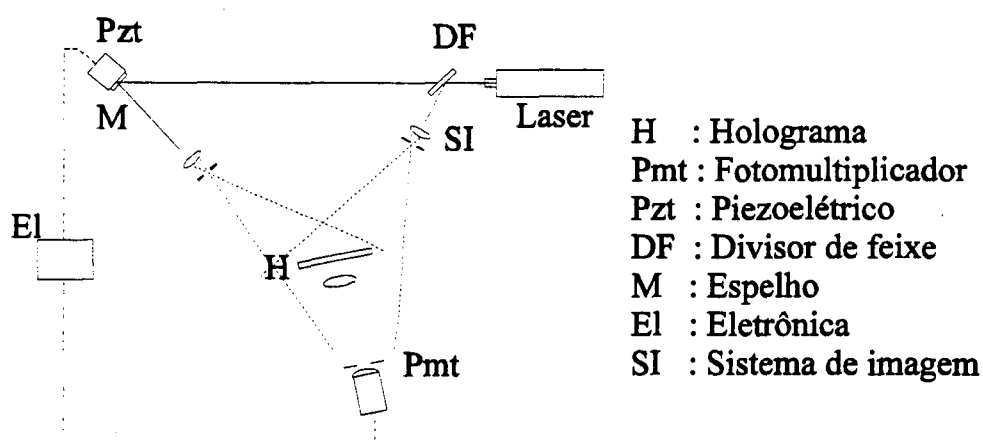


Figura 2.1 Montagem holográfica da equipe de Neumann e Rose /6/.

A partir deste trabalho foram reportadas algumas variações /7/ (Figura 2.2), até o ano 1977, onde MacQuigg /8/ consegue uma modificação fundamental.

MacQuigg informa a utilização de um amplificador síncrono (Lock-in) que, através de um sinal oscilatório referencial, permite a modulação e isolamento do sinal de erro, como se mostra na Figura 2.3, melhorando com isto o desempenho do sistema de estabilização.

Os diversos trabalhos posteriores /9,10/ não acrescentaram grandes modificações, do ponto de vista de controle, até Guest e Gaylord /11/ em 1985. A contribuição melhorou o desempenho do sistema de estabilização, pois permitiu a diminuição do erro de regime permanente e o aumento na velocidade de resposta.

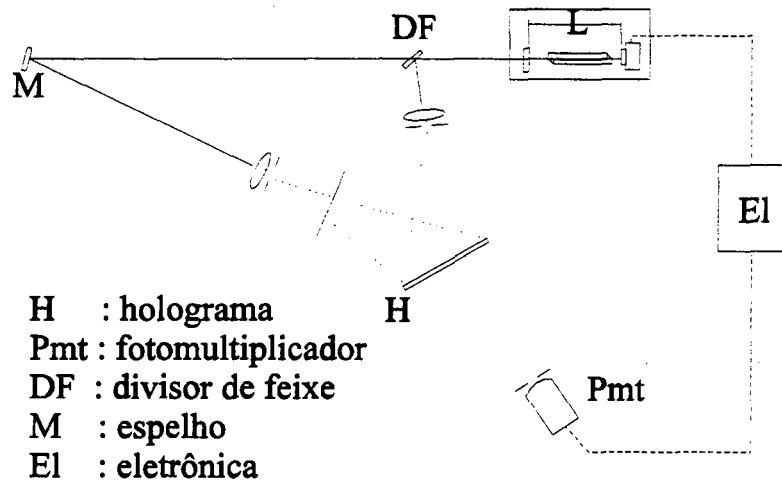


Figura 2.2 A modificação da equipe de Rose e Pruett /7/

A montagem de Guest e Gaylord considera a utilização de um controlador proporcional e integral (PI) combinado com um modulador de fase eletro-óptico, como se observa na Figura 2.4.

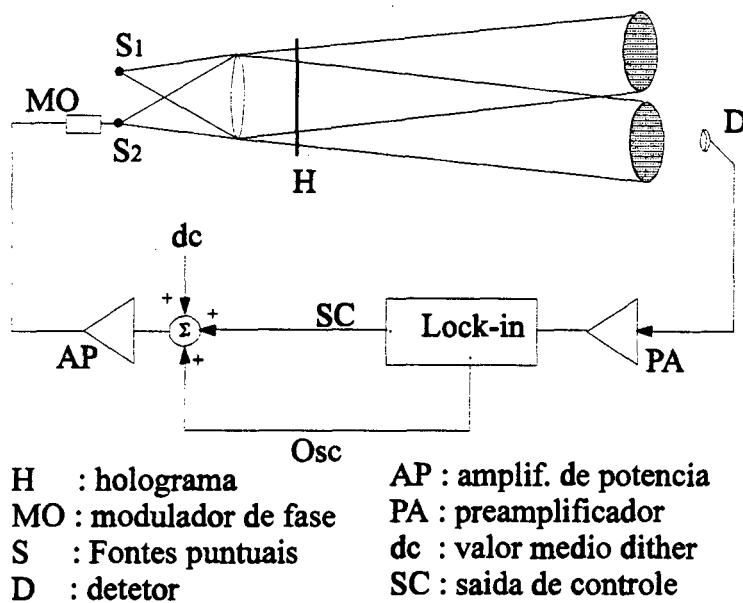


Figura 2.3 Montagem de MacQuigg /8/, onde utiliza um amplificador síncrono (Lock-in)

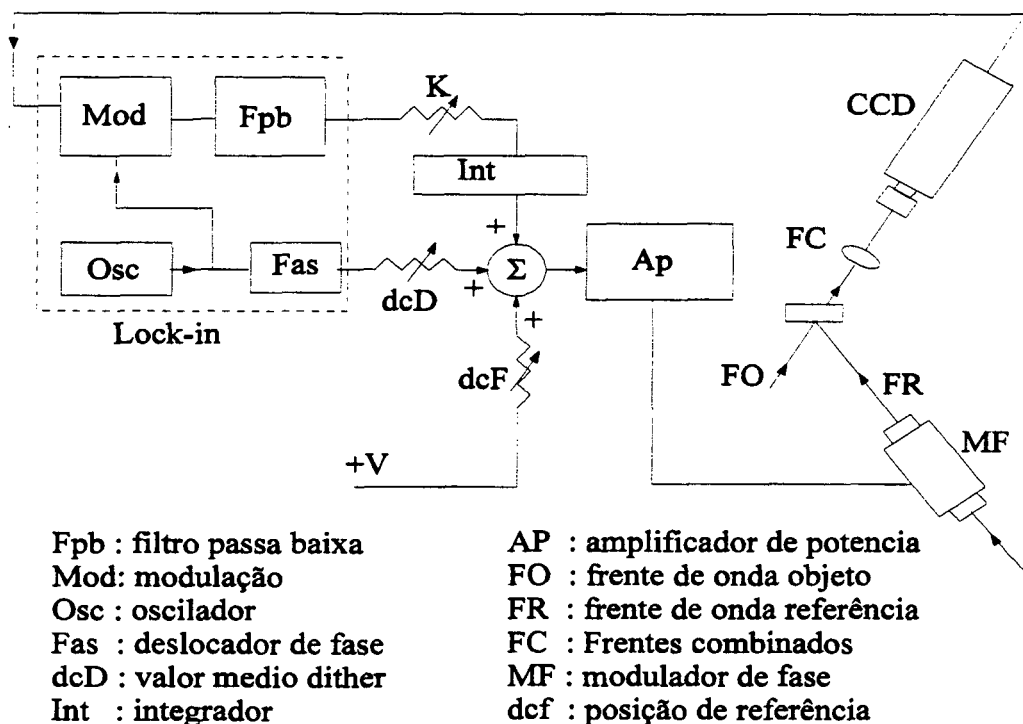


Figura 2.4 Montagem holográfica de Guest e Gaylord /11/.

Do ponto de vista holográfico, um dos trabalhos de interesse fundamental, foi informado em 1987 pela equipe de S. E. Moran /12/, que utilizou um sistema ativo de estabilização na montagem de Holografia Eletrônica mostrada na Figura 2.5.

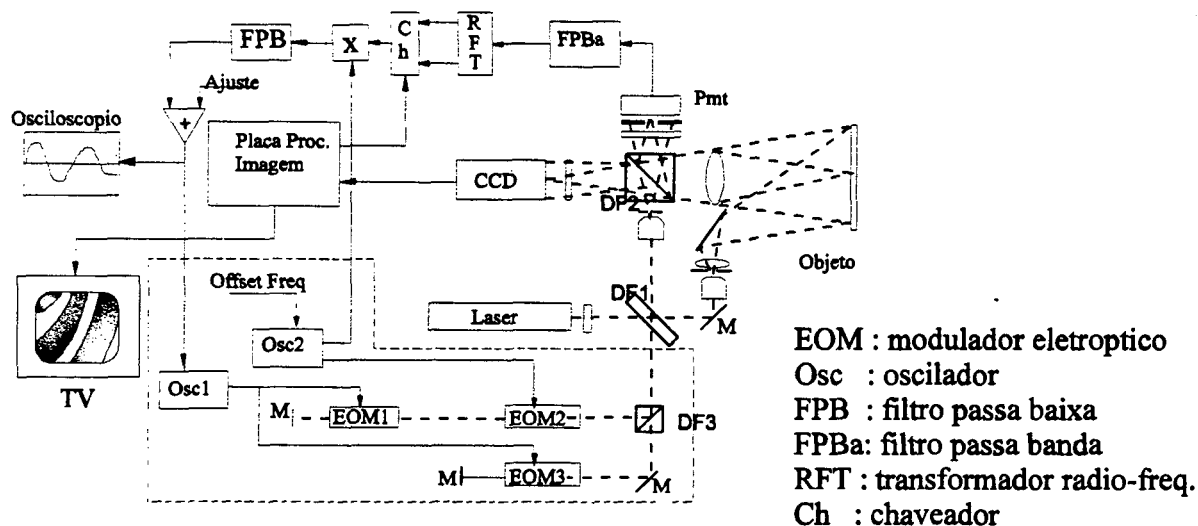


Figura 2.5 Sistema de estabilização aplicado a Holografia Eletrônica/12/

Esta configuração foi utilizada para a análise de superfícies vibrantes. A utilidade da técnica de holografia eletrônica nestes estudos, tem uma grande importância pois fornece uma imagem do campo vibrante, permitindo a identificação dos modos de vibração diretamente.

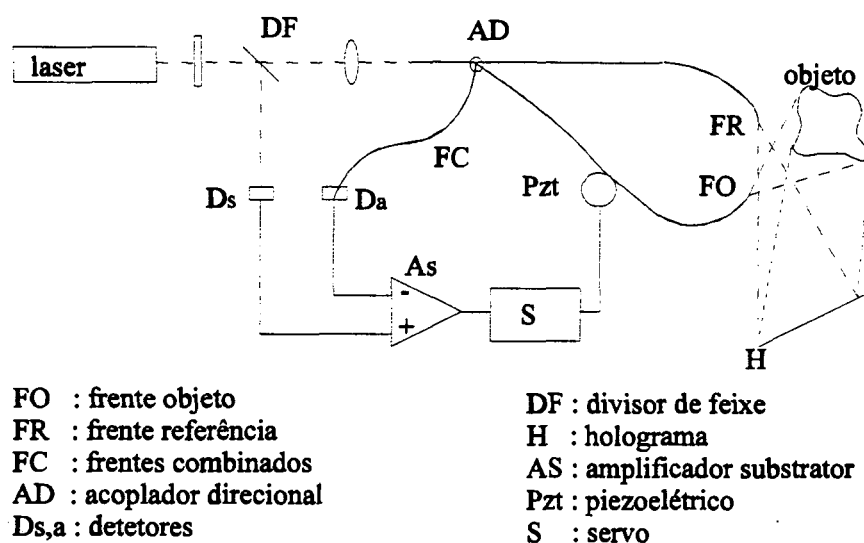


Figura 2.6 Montagem para compensação das perturbações nas fibras ópticas./13/

Posteriormente, no ano 1988 e em lugares distintos, Carolyn R. Mercer e Glenn Beheim /13/ (Figura 2.6), em Cleveland/Ohio (EEUU) e Jaime Frejlich, Lucila Cescato e Geraldo F. Mendes /14/ (figura 2.7), em Campinas/São Paulo (BRASIL) realizam uma contribuição importante, ao identificar a potencialidade de estabilização de quatro pontos com diferenças de fase de $\pi/2$ rad.

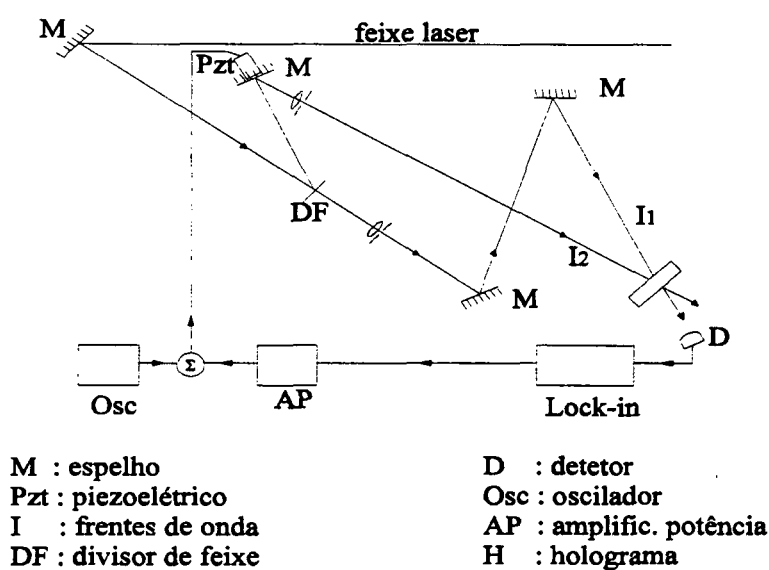


Figura 2.7 Montagem de Frejlich *et. Ali.*/14/

Em geral, dos trabalhos estudados com informação quantificável, determinou-se que os níveis de frequência das perturbações compensadas chegam até 150 Hz , no caso isolado de Mercer e Beheim /13/, e não sobrepassam os 10 Hz nos outros casos.

Com respeito às amplitudes compensadas não se conta com muita informação quantitativa, exceto no caso da equipe de Mercer e Beheim /13/ que diz ter conseguido uma amplitude máxima de compensação de $0,06^\circ$ em fase, que se for verdade, para luz do laser de He-Ne representaria um deslocamento de $0,1\text{ nm}$. Os outros trabalhos alegam ter atingido 90% de compensação das perturbações apresentadas.

3 - CARACTERIZAÇÃO DAS PERTURBAÇÕES.

Como o princípio físico da holografia eletrônica depende da diferença de fase das frentes de onda ao interferirem; são consideradas perturbações todas aquelas manifestações físicas que alterem a diferença de fase das frentes de onda, com a exceção do deslocamento da superfície resultante da solicitação sob estudo.

De acordo com a forma de propagação da luz coerente do laser, existem três mecanismos de alteração da fase da frente de onda:

- Variação da velocidade de propagação,
- variação do comprimento do caminho percorrido e
- variação da frequência temporal dos feixes.

Tais efeitos podem ser gerados pelas seguintes manifestações físicas reportadas: vibrações mecânicas e acústicas, variações ambientais de baixa e alta frequência (temperatura, pressão, umidade), movimento de massa do ar e efeito Doppler /6 @ 14/.

3.1 - Variação da velocidade de propagação.

A velocidade de propagação v_p de uma onda eletromagnética num meio é expressa pelo produto da frequência temporal f com o comprimento de onda λ .

$$v_p = f \cdot \lambda \quad (3.1)$$

de modo que uma variação da velocidade, reflete-se como variação do comprimento de onda λ , pois a frequência temporal f é constante num meio isotrópico como o ar /15/, quando a distância entre emissor e receptor é constante.

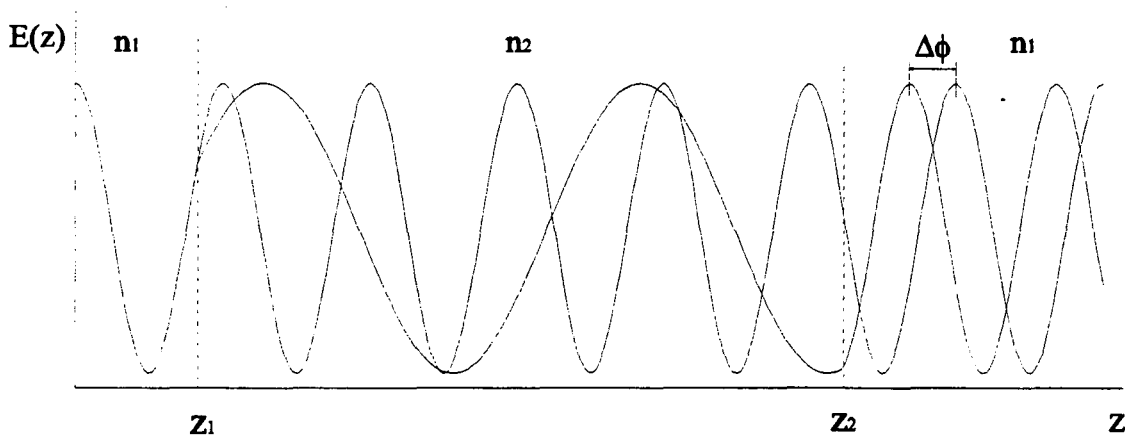


Figura 3.1. Variação na fase pela variação localizada do índice de refração.

Para um meio de índice de refração n_1 , $v_{p1} = f \cdot \lambda_1$. Se o índice de refração do meio varia Δn , o novo valor do índice seria:

$$n_2 = n_1 \pm \Delta n \quad (3.2)$$

logo, a velocidade de propagação muda para $v_{p2} = f \cdot \lambda_2$.

A relação entre λ_1 e λ_2 é definida pela razão entre os índices de refração, ou seja /16/:

$$\lambda_1 = \frac{n_2}{n_1} \lambda_2 \quad (3.3)$$

A amplitude de uma onda eletromagnética pode ser modelada por:

$$E = E_0 \cdot \cos[\omega \cdot t - mv_1(z - z_i)] \quad (3.4)$$

onde:

A : amplitude do pico da onda; W .

ω : frequência angular ($\omega = 2\pi f$); rad/s

mv_1 : módulo do vetor de onda ($mv_1 = 2\pi/\lambda_1$) e; rad/m

z : coordenada no sentido da propagação; m

Considerando um tempo fixo, $t = t_c$ e uma posição $z_i = 0$, têm-se que $\phi_1 = \omega t_c$, logo, para $t \geq t_c$,

a equação (3.4) pode ser rescrita como:

$$E = E_0 \cdot \cos(\phi_1 - mv_1 \cdot z) \quad (3.5)$$

onde ϕ é o ângulo de fase em rad

Se consideramos que no intervalo $\Delta z = z_2 - z_1$, o meio foi modificado pela variação súbita de n_1 para n_2 (Figura 3.1), levando o comprimento de onda λ_1 para λ_2 , a amplitude da onda entre z_1 e z_2 para $t \geq t_c$, é dada por:

$$E' = E_0 \cdot \cos[\phi_2 - mv_2(z - z_1)] \quad (3.6)$$

onde:

$$mv_2 = 2\pi/\lambda_2 \text{ e}$$

$$\phi_2 = \phi_1 - mv_1 \cdot z_1 \text{ é a fase da onda em } z_i = z_1.$$

Com o intuito de determinar a diferença de fase gerada pela variação de índice de refração, podem-se comparar as fases de duas ondas; sendo E a onda propagando-se no meio sem variação e E' a que se propaga no meio alterado. Logo, em $z = z_2$ têm-se:

$$E = E_0 \cdot \cos(\phi_1 - mv_1 \cdot z_2) \quad (3.7)$$

$$E' = E_0 \cdot \cos[\phi_2 - mv_2(z_2 - z_1)] \quad (3.8)$$

Em consequência a variação da fase é dada por:

$$-\Delta\phi = (\phi_1 - mv_1 \cdot z_2) - [\phi_2 - mv_2(z_2 - z_1)] \quad (3.9)$$

substituindo ϕ_2 em termos de ϕ_1 e reduzindo termos semelhantes:

$$-\Delta\phi = (mv_2 - mv_1) \cdot (z_2 - z_1) \quad (3.10)$$

substituindo mv_1 e mv_2 , se teria que:

$$\Delta\phi = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_1} \left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right) \cdot \Delta z \quad (3.11)$$

onde $\Delta z = (z_2 - z_1)$.

Substituindo n_2 da equação 3.2, têm-se:

$$\Delta\phi = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_1} \left[\frac{n_1 - (n_1 \pm \Delta n)}{n_1} \right] \cdot \Delta z \quad (3.12)$$

como $n_1 \approx 1$ para o ar, teria se que:

$$\Delta\phi = \pm \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_1} \cdot \Delta n \cdot \Delta z \quad (3.13)$$

logo, existe uma relação direta entre variação da fase $\Delta\phi$ e variação do índice de refração Δn .

3.1.1 - Variação do índice de refração.

Segundo a equação de Lorenz-Lorentz, o índice de refração n de um meio homogêneo transparente apresenta a seguinte relação:

$$\frac{1}{\rho} \frac{n^2 - 1}{n^2 + 1} = Cte \quad (3.14)$$

onde:

ρ : densidade do meio; kg/m^3

C_{gd} : constante; m^3/kg

Como se viu anteriormente, $n \approx 1$ para o ar, logo é possível aproximar a relação anterior por:

$$\frac{n-1}{\rho} = C_{gd} \quad (3.15)$$

onde:

C_{gd} : constante de Gladstone-Dale m^3/kg

A constante C_{gd} é função do gás e muda ligeiramente com o comprimento de onda /17/.

Utilizando um estado de referência:

$$\frac{n_o-1}{\rho_o} = \frac{n-1}{\rho} = C_{gd} \quad (3.16)$$

logo,

$$n = \left(\frac{n_o-1}{\rho_o} \right) \cdot \rho + 1 \quad (3.17)$$

onde:

ρ_o : densidade de referência; kg/m^3

n_o : índice de refração do ar à densidade ρ_o

Como n é função de ρ , então as variações das quais este depende estão relacionadas por:

$$\Delta n = \frac{dn}{d\rho} \cdot \Delta \rho \quad (3.18)$$

derivando a equação (3.17) e substituindo-a na equação (3.18), tem-se que:

$$\Delta n = \left(\frac{n_o-1}{\rho_o} \right) \cdot \Delta \rho \quad (3.19)$$

Então, a variação do índice n é diretamente proporcional à variação da densidade. Considerando o ar como gás perfeito:

$$\rho = \frac{P \cdot M_m}{R \cdot T} \quad (3.20)$$

onde:

P : pressão ambiente; Pa

M_m : massa molecular do ar atmosférico; $kg/kgmol$

R : constante geral dos gases ; $N.m/(kgmol.K)$

T : temperatura ambiental do ar; K

A massa molecular é especificada como:

$$M_m = \frac{M_w \cdot M_a}{M_w + (M_a - M_w) \cdot W} \quad (3.21)$$

onde:

M_a : massa molecular do ar seco, $kg/kgmol$

M_w : massa molecular do vapor de água; $kg/kgmol$

W : conteúdo de umidade do ar.

As relações que definem W são:

$$W = \frac{\gamma}{\gamma + 1} \quad \gamma = \frac{M_w}{M_a} \cdot \frac{P_v}{P - P_v} \quad (3.22)$$

onde:

P_v : pressão de vapor; Pa

Substituindo as equações (3.22) na equação (3.21):

$$M_m = M_a - (M_a - M_w) \cdot \frac{P_v}{P} \quad (3.23)$$

mas

$$P_v = H \cdot P_{sat} \quad (3.24)$$

onde:

H : umidade relativa do ar atmosférico; %

P_{sat} : pressão de saturação do vapor de água no ar; Pa

A pressão de saturação P_{sat} é função da temperatura da mistura. É possível obter a relação entre P_{sat} e T pelo ajuste polinomial definido como /18/:

$$P_{sat} = e^{\left(\frac{C_0}{T} + C_1 + C_2 \cdot T + C_3 \cdot T^2 + C_4 \cdot T^3\right)} \quad (3.25)$$

Substituindo as equações (3.24) e (3.25) na equação (3.23), temos:

$$M_m = M_a - (M_a - M_w) \cdot \frac{H \cdot e^{\left(\frac{C_0}{T} + C_1 + C_2 \cdot T + C_3 \cdot T^2 + C_4 \cdot T^3\right)}}{P} \quad (3.26)$$

Substituindo M_m na equação (3.20),

$$\rho = \frac{M_a}{R} \cdot \frac{P}{T} - \frac{(M_a - M_w)}{R} \cdot \frac{H \cdot e^{\left(\frac{C_0}{T} + C_1 + C_2 \cdot T + C_3 \cdot T^2 + C_4 \cdot T^3\right)}}{T} \quad (3.27)$$

como ρ é função da temperatura, da pressão e da umidade relativa; então sua variação mais provável, em função das variações típicas destes parâmetros, é dada por:

$$\Delta\rho = \sqrt{\left(\frac{\partial\rho}{\partial H} \cdot \Delta H\right)^2 + \left(\frac{\partial\rho}{\partial P} \cdot \Delta P\right)^2 + \left(\frac{\partial\rho}{\partial T} \cdot \Delta T\right)^2} \quad (3.28)$$

Da equação (3.27) tem-se que:

$$\frac{\partial\rho}{\partial H} = -\frac{(M_a - M_w)}{R} \cdot \frac{e^{\left(\sum_{i=0}^4 C_i \cdot T^{i-1}\right)}}{T} \quad (3.29)$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial P} = \frac{M_a}{R \cdot T} \quad (3.30)$$

$$\frac{\partial\rho}{\partial T} = -\frac{(M_a - M_w)}{R} \cdot H \cdot \left(3C_4 \cdot T + 2C_3 + \frac{C_2}{T} - \frac{1}{T^2} - \frac{C_0}{T^3}\right) \cdot \frac{e^{\sum_{i=0}^4 C_i \cdot T^{i-1}}}{T} - \frac{M_a \cdot P}{R \cdot T^2} \quad (3.31)$$

Levando em conta os valores das constantes definidas como:

$$\begin{aligned}
 M_a &= 28,9645 \cdot \frac{kg}{kgmol} \\
 R &= 8314,34 \cdot \frac{N \cdot m}{kgmol \cdot K} \\
 M_w &= 18,01534 \cdot \frac{kg}{kgmol}
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

Além dos coeficientes de interpolação da pressão de saturação, na faixa de 280 K a 297K /16/:

$$\begin{aligned}
 C_0 &= -3404,071342 \text{ K} & C_2 &= 4,1944243 \times 10^{-2} \text{ K}^{-1} \\
 C_1 &= 7,571050723 & C_3 &= 4,9588519 \times 10^{-5} \text{ K}^{-2} \\
 C_4 &= -1,8904396 \times 10^{-7} \text{ K}^{-3}
 \end{aligned}$$

Considerando como ponto de avaliação para o laboratório, as seguintes condições e suas variações:

$$\begin{aligned}
 P &= 1,013 \times 10^5 \text{ Pa}; & H &= 50 \%; & T &= 293,15 \text{ K} \\
 \Delta P &= 0,1 \text{ Pa}; & \Delta H &= 5 \%; & \Delta T &= 1,00 \text{ K}
 \end{aligned}$$

têm-se que:

$$\frac{\partial \rho}{\partial H} = -1,05 \cdot 10^{-2} \frac{kg}{m^3} \quad \frac{\partial \rho}{\partial P} = 1,19 \cdot 10^{-5} \frac{kg}{N \cdot m} \quad \frac{\partial \rho}{\partial T} = -4,67 \cdot 10^{-3} \frac{kg}{m^3 K}$$

substituindo estes valores na equação (3.28), têm-se:

$$\Delta \rho = \sqrt{(2,76 \cdot 10^{-7} + 1,41 \cdot 10^{-12} + 218,05 \cdot 10^{-7})} = 0,005 \frac{kg}{m^3}$$

Para o caso de ambiente industrial, considera-se o ponto definido pelos seguintes parâmetros e suas variações:

$$\begin{aligned}
 P &= 1,013 \times 10^5 \text{ Pa}; & H &= 60 \%; & T &= 295,15 \text{ K} \\
 \Delta P &= 200 \text{ Pa}; & \Delta H &= 40 \%; & \Delta T &= 10,00 \text{ K}
 \end{aligned}$$

logo

$$\frac{\partial \rho}{\partial H} = -1,18 \cdot 10^{-2} \frac{kg}{m^3} \quad \frac{\partial \rho}{\partial P} = 1,18 \cdot 10^{-5} \frac{kg}{N.m} \quad \frac{\partial \rho}{\partial T} = -2,93 \cdot 10^{-3} \frac{kg}{m^3.K}$$

logo $\Delta \rho$ é:

$$\Delta \rho = \sqrt{(22,3 + 5,57 + 214,12) \cdot 10^{-6}} = 0,015 \frac{kg}{m^3}$$

No caso de considerar só o efeito de temperatura, a diferença seria menor que 6% no caso do ambiente industrial e 1,1% no ambiente laboratorial.

Além disso, verifica-se que uma variação na temperatura de 1K têm o mesmo efeito que uma variação na pressão de 400 Pa a 293 K ou 250 Pa a 295 K /19/, o que corresponde a 146 dB e 142 dB respetivamente de nível de pressão sonora. Este valor equívale à pressão desenvolvida pela decolagem de um avião a reação a uma distancia de 25 m. Logo, não serão consideradas na análise as variações de fase produzidas por vibrações acústicas por ser pouco prováveis de existirem com tal intensidade no ambiente industrial.

Logo, considera-se a existência de uma relação direta, definida como:

$$\Delta \rho = \frac{\partial \rho}{\partial T} \cdot \Delta T \quad (3.33)$$

Substituindo a equação (3.33) em (3.19):

$$\Delta n = \frac{(n_o - 1)}{\rho_o} \cdot \frac{\partial \rho}{\partial T} \cdot \Delta T \quad (3.34)$$

em consequência, da equação (3.13), a variação de fase, por causa de variações térmicas é dada por:

$$\Delta \phi = \pm \left(\frac{2\pi}{\lambda_1} \right) \cdot \frac{(n_o - 1)}{\rho_o} \cdot \frac{\partial \rho}{\partial T} \cdot \Delta T \cdot \Delta z \quad (3.35)$$

3.2 - Variação do caminho óptico.

As variações do caminho óptico são normalmente provocadas por vibrações mecânicas. Por causa da natureza interferométrica, o parâmetro de maior interesse é o deslocamento relativo dos elementos ópticos, pois têm influência direta sobre alterações nos caminhos ópticos e a consequente mudança de fase.

De acordo com as normas sobre Sensibilidade Humana a vibrações (ISO2631), Dano estrutural (ISO DP4866), Severidade de vibração de maquinarias (ISO2372) e baseando-se em informação prática de ambientes industriais, pode-se estabelecer que o possível nível de vibração, no "chão de fábrica", que poderia estar submetida a estação holográfica, tem como máximos: $100 \mu\text{m}$ de deslocamento, 1 mm/s de velocidade, $0,1 \text{ mm/s}^2$ de aceleração e 500 Hz de frequência, enquadrando a área demarcada na Figura 3.2.

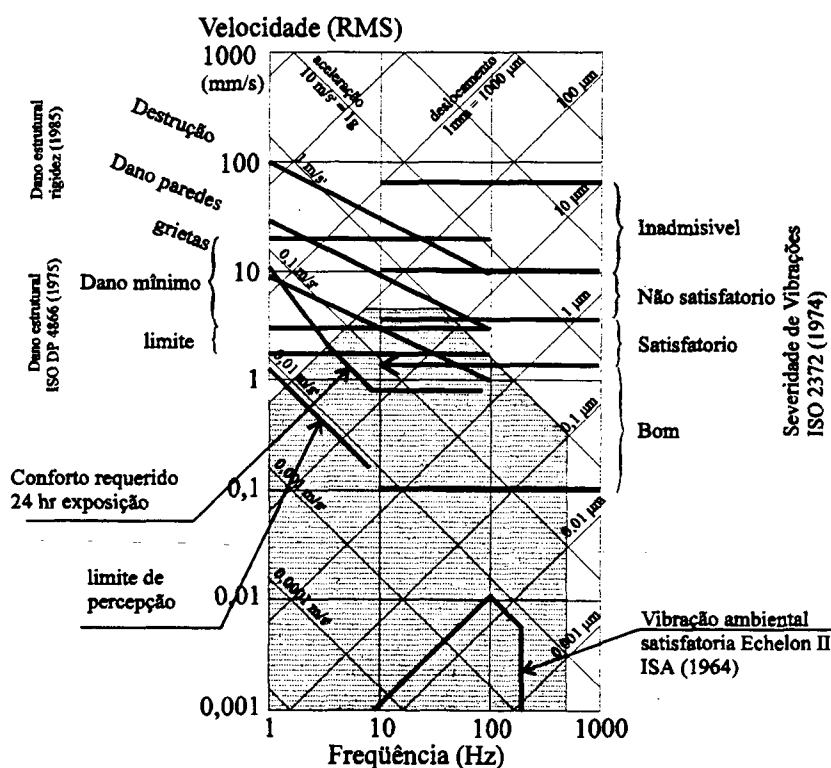


Figura 3.2 Ambiente de trabalho possível para utilização da halografia eletrônica

3.3 - Variação da frequência da luz.

A variação da frequência temporal de uma onda eletromagnética, denominado efeito Doppler, é possível quando existe velocidade relativa entre emissor e receptor. A variação da frequência é definida pela seguinte relação /20/:

$$f' = f \cdot g(v_r) \quad (3.36)$$

onde $g(v_r)$ é dado por:

$$g(v_r) = \frac{1 - \frac{v_r}{c}}{\sqrt{1 - \left(\frac{v_r}{c}\right)^2}} \quad (3.37)$$

onde:

c : a velocidade da luz no vácuo; m/s

v_r : a velocidade relativa entre fonte e receptor; m/s

Considerando a equação (3.36) $g(u)$ pode ser expresso em termos de $f' = f \pm \Delta f$,

como:

$$g(v_r) = \frac{(f \pm \Delta f)}{f} \quad (3.38)$$

Da análise de $g(v_r)$, na equação (3.37), pode-se concluir que para valores fisicamente coerentes ($v_r/c \leq 1$), o valor da função $g(v_r)$ está na faixa $0 \leq g(v_r) \leq 1$.

Da equação (3.1) tem-se que:

$$\frac{\Delta f}{\Delta \lambda} = - \frac{v_p}{\lambda^2} \quad (3.39)$$

Ao se considerar uma variação da ordem da resolução mais otimista da estação holográfica de $\Delta \lambda = \pm \lambda/50$, têm-se:

$$\Delta f = \mp \frac{v_p}{\lambda^2} \cdot \frac{\lambda}{50} = \mp \frac{v_p}{50\lambda} \quad (3.40)$$

substituindo a equação (3.1):

$$\Delta f = \mp \frac{f}{50} \quad (3.41)$$

Substituindo dita variação na equação (3.38):

$$g(v_r) = \frac{f \mp \frac{f}{50}}{f} = 1 \pm \frac{1}{50} \quad (3.42)$$

como $g(v_r) < 1$, conclui-se que $g(v_r) = 0,98$; logo $v_r/c = 0,02$ ou $v_r = 6 \times 10^6 \text{ m/s}$. Como não existe vibração prática que possa gerar tal velocidade, a variação produzida pelo efeito Doppler não é considerada perturbação.

3.4 - Perturbações na holografia eletrônica.

Do estudo realizado dos diversos mecanismos de alteração de fase e da forma em que as manifestações físicas as influenciam, existem dois tipos de variações que, em termos práticos, podem ser consideradas como perturbações:

vibrações mecânicas, cujo deslocamento modifica o comprimento de caminho óptico de uma maneira que guarda relação com a natureza estrutural da montagem. Os modos vibracionais dos elementos constituintes de um interferômetro dependem de suas propriedades de inércia, rigidez e amortecimento; logo, cada montagem comporta uma resposta impulsiva específica. /21/

variações ambientais, que modificam o índice de refração do ar pela mudança da densidade. A análise da seção 3.1.1 deixa clara que a grandeza de maior influência corresponde à temperatura ambiente. Sua variação, pode ser considerada de baixa e média frequência. De baixa frequência são aquelas em que as variações correspondem a fenômenos globais que comprometem o comprimento total de caminho óptico. As de médias frequências correspondem a efeitos de variações localizadas de dimensões menores que o comprimento total do caminho óptico.

4 - O SISTEMA PROPOSTO: Visão geral.

É possível minimizar os efeitos de perturbações diversas sobre sistemas e processos experimentais empregando sistemas de compensação ativos ou passivos. A natureza das perturbações, os mecanismos de transmissão e as características particulares de ambos, definem o tipo de sistema de compensação a utilizar.

No presente capítulo são: (a) aprofundadas as premissas pelas quais se justifica a utilização de um sistema ativo; (b) definidas as características requeridas do laço de realimentação, (c) são quantificadas as metas de desempenho que deve atender o sistema, de acordo com a forma de utilização da técnica pela equipe de holografia eletrônica do Labmetro.

4.1 - Premissas básicas:

Considerando que:

- a) O campo de aplicações da holografia eletrônica tem uma variabilidade muito ampla, tanto de ambientes quanto de disposições, suas montagens estão submetidas a diversos tipos e níveis de perturbações e podem ser dispostas segundo diferentes configurações espaciais.
- b) A análise do efeito das diversas perturbações sobre o sistema de medição com holografia leva a concluir que, apesar das diferenças dos mecanismos de transmissão, os efeitos são análogos, i.e., ambas modificam a diferença de fase entre as frentes de onda. No caso da perturbação térmica, a modificação pode ser de baixa ou de média frequência.
- c) A técnica de processamento de imagem que utiliza o método de deslocamento de fase para transformar as intensidades luminosas nas respectivas fases dos speckles, precisa da captura de quatro imagens, desfasadas de $\pi/2$ rad, para gerar os mapas de fase primários. Isto estabelece como necessidade a compensação dos efeitos das perturbações externas nos instantes da captura de cada imagem, preservando a diferença de fase de cada imagem /4/.

Estabelece-se como características básicas necessárias ao **Sistema Ativo de Estabilização**:

- a) detectar de modo contínuo o efeito das perturbações e, através de um atuador dinâmico gerar um efeito inverso que anule a ação das perturbações sobre o sistema,
- b) conseguir a estabilização da imagem; em cada uma dos quatro passos requeridos pelo método do deslocamento de fase,, isto é, defasadas de 0, $\pi/2$, π e $3\pi/2$ rad.

4.2 - O Laço de Realimentação

O sistema ativo de estabilização, mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.1, corresponde a um sistema de controle de realimentação negativa. Neste diagrama têm-se representado as *funções fundamentais* do sistema de estabilização /22/.

O sistema de estabilização funciona da seguinte forma:

Pelas características do processo interferométrico, as perturbações existem na entrada do bloco da interferometria I, pois alteram a variável ϕ diretamente.

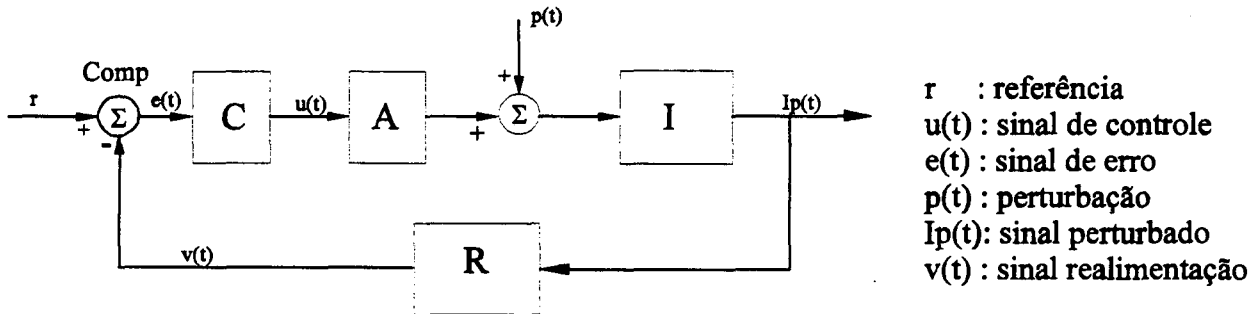


Figura 4.1 Diagrama de blocos do sistema de controle típico.

C: controlador, A : atuador, I: interferômetro, R: realimentador

Quando uma perturbação externa $p(t)$ atua, a fase de um determinado speckle sobre a superfície medida muda, de maneira que a nova fase é dada por:

$$\phi_p(t) = \phi + p(t) \quad (4.1)$$

onde:

$p(t)$: função perturbação de fase temporal; *rad*

Esta variação altera o valor da intensidade luminosa, ou seja:

$$I_p(t) = I_o [1 + \cos(\phi + p(t))] \quad (4.2)$$

O sensor R, composto por um transdutor e sua unidade de tratamento de sinais, transforma a intensidade luminosa em um sinal elétrico $v(t)$, de acordo com a seguinte relação:

$$v(t) = h_R(t) \otimes I_p(t) \quad (4.3)$$

onde:

$h_R(t)$: Resposta impulsiva do sensor

\otimes : símbolo de convolução

O comparador determina o desvio de $v(t)$, em relação à referência r , de maneira que o sinal de erro $e(t)$ é dado por:

$$e(t) = r - v(t) \quad (4.4)$$

Por sua parte o controlador C , gera o sinal de controle $u(t)$, de acordo a:

$$u(t) = h_C(t) \otimes e(t) \quad (4.5)$$

onde:

$h_C(t)$: lei de controle.

O sinal $u(t)$ alimenta o atuador A , que aplica ao sistema o sinal de fase controlada, definido por:

$$\phi_c(t) = h_A(t) \otimes u(t) \quad (4.6)$$

onde:

$h_A(t)$: resposta impulsiva do atuador.

Este sinal de fase controlada $\phi_c(t)$ faz com que a diferença de fase resultante esteja constituída por:

$$\phi_r(t) = \phi + p(t) + \phi_c(t) \quad (4.7)$$

Este processo contínuo se realiza até que o sinal de erro do comparador se anule, ou seja $\phi_c(t) = -p(t)$, de maneira que a saída $I_p(t)$ do interferômetro I corresponda ao valor de referência.

Cabe destacar, que a pesar de um sistema interferométrico ser um sistema de *memória zero*, do ponto de vista prático, pois não conta com elementos armazenadores nem dissipadores, as respostas impulsivas dos outros constituintes do laço de realimentação estabelecem a dinâmica que deve ser ajustada na lei de controle $h_C(t)$, para satisfazer as metas de desempenho do sistema /22/.

4.3 - Metas de desempenho

Com a intenção de estabelecer as metas de desempenho do sistema de controle aspectos de ordem prática foram considerados para definir o limite aceitável de perturbação na medição com esta técnica. Considerando o desempenho e as limitações dos algoritmos de cálculo de fase usuais, constatou-se que uma variação de $\pm 2 \%$ de ordem de franja OF é aceitável. Este limite corresponde a um deslocamento de 10 nm , para um vetor de sensibilidade $p = 1,3 / 23$ e $24/$

Levando em conta o possível campo de perturbação, de acordo com o meio industrial e baseando-se na experiência dos usuários desta técnica, têm-se que o sistema de estabilização deve compensar os campos de perturbação mostrados no gráfico da Figura (4.2).

Como todo sistema, a holografia eletrônica manifesta uma relação entre a saída e a entrada, dada por seu característico de resposta. Esta relação é válida para qualquer entrada, seja esta uma perturbação ou o sinal de interesse.

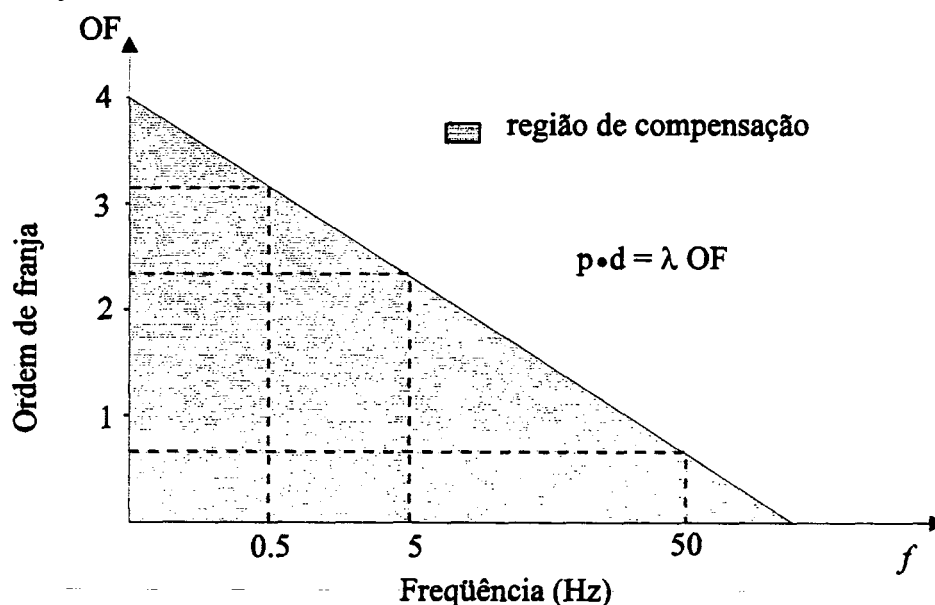


Figura 4.2 Espectro de perturbações a compensar

Dependendo da capacidade dinâmica, numa configuração de holografia eletrônica, existirão fenômenos de entrada cujo espectro de frequência têm componentes de alta frequência que não serão percebidos pela montagem. Torna-se interessante a determinação da *resposta em frequência típica* de uma montagem, para comparar com o nível das perturbações no meio industrial com o objetivo de definir em termos práticos as necessidades e os limites de atuação do sistema.

5 - MODELAMENTO MATEMÁTICO DO SISTEMA

Neste capítulo serão obtidos os modelos matemáticos de cada parte fundamental de uma montagem típica de Holografia Eletrônica e dos principais componentes do sistema de estabilização proposto. O objetivo é compreender analiticamente o comportamento de cada unidade e construir um modelo global para posterior simulação.

Inicialmente desenvolve-se um modelo do sistema a estabilizar, identificando, na seção 5.1, a *função de transferência interferométrica*. Na seção 5.2 estuda-se como é possível, através de processamento de imagens, a medição de deslocamentos.

Posteriormente, na seção 5.3 discute-se artifícios para matematicamente isolar as perturbações que se propagam através da *modulação sinusoidal*. Apresenta-se também, na seção 5.4 o *princípio de estabilização* decorrente da modulação sinusoidal e como é possível utilizá-lo para satisfazer os requerimentos do método de deslocamento de fase.

5.1 - Função de transferência interferométrica /2/.

O efeito "speckle" resulta da interação dos vários raios resultantes da reflexão difusa da luz coerente de um laser por uma peça rugosa que apresenta rugosidade com variação da altura do microrelevo da ordem de, ou maior que o comprimento de onda da luz utilizada ($\geq 0,6 \mu\text{m}$). A aparência visual de um padrão de "speckle" é mostrada na figura (5.1).

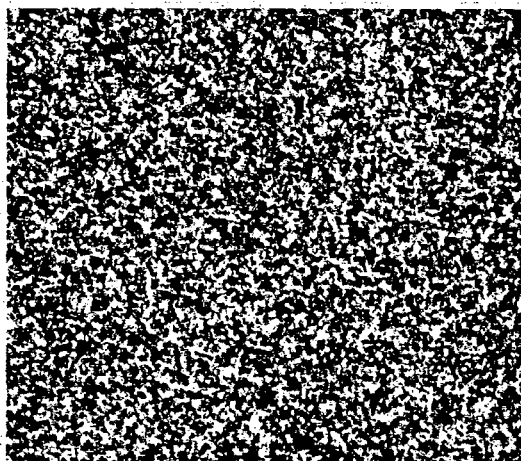


Figura 5.1 Padrão de speckle sobre uma superfície de um corpo de prova

A característica aleatória da microgeometria da superfície faz com que a intensidade de luz refletida também varie aleatoriamente com a posição.

Cabe ressaltar que as características da distribuição de intensidades são diferentes quando são registradas sem ou através de um sistema de imagem.

É possível definir como **speckle subjetivo** aquele que é registrado através das lentes de um sistema de imagem, pois a natureza da distribuição depende das propriedades deste sistema de imagem. No caso do registro sem sistema de imagem, pode ser definido como **speckle objetivo**.

5.1.1 - Padrão de speckle objetivo

Na iluminação de uma superfície rugosa, cada ponto da superfície comporta-se como um absorvedor e reemisor de luz. Logo a amplitude complexa da luz difusa em qualquer ponto do espaço, é dada pela soma complexa das amplitudes originadas por cada ponto iluminado da superfície rugosa.

Considerando a difusão luminosa desde a superfície, no plano (x,y) da Figura 5.2, que possui uma distribuição de rugosidade aleatória $\xi(x,y)$, têm-se que a amplitude complexa $U(r)$, no ponto $Q(r)$, corresponde a:

$$U(r) = \alpha \iint u(x,y) e^{i \frac{2\pi}{\lambda} FG \cdot \xi(x,y)} dx dy \quad (5.1)$$

onde:

- r : vetor posição do ponto Q ;
- α : constante de proporcionalidade;
- $u(x,y)$: amplitude complexa da luz incidente em (x,y) ;

O fator geométrico FG guarda relação com as direções de iluminação e "observação" (FG é praticamente constante para $z \gg x$ e y).

Como a fase do integrando é função de $\xi(x,y)$, a amplitude $U(r)$ têm uma natureza aleatória associada à distribuição também aleatória da rugosidade.

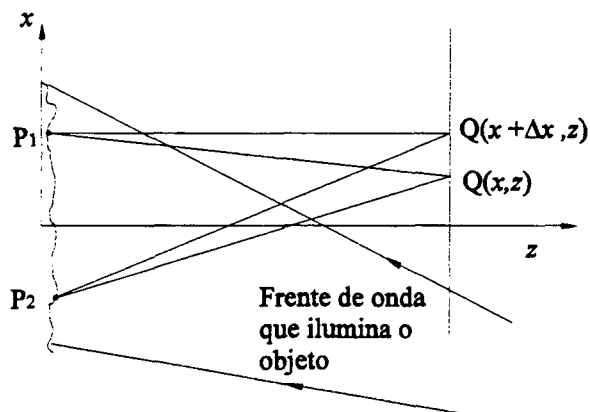


Figura 5.2 Difusão de luz coerente por uma superfície rugosa. Formação de um speckle.

5.1.2 Padrão de speckle subjetivo

No caso da formação da imagem através de um sistema óptico de uma superfície rugosa iluminada pelo laser, a analogia é *quase* completa, pois, apesar de manter-se a natureza aleatória do valor da fase (função de $FG \cdot \xi(x,y)$), a distribuição de intensidades no plano de imagem é determinada pelo limite de difração do sistema de imagem.

Em termos matemáticos, a amplitude em torno do ponto $Q(r)$ do plano de imagem da Figura 5.3, resultado da iluminação emitida a partir de P_1 , obedece a uma distribuição de acordo com a lei de difração por uma abertura circular:

$$U(r) = A_o \cdot e^{i \frac{2\pi}{\lambda} v \cos(\theta)} \left| \frac{J_1 \left(\frac{\pi d \sin \theta}{\lambda} \right)}{\frac{\pi d \sin \theta}{\lambda}} \right| \quad (5.2)$$

onde:

- v : distância lente-plano imagem;
- d : diâmetro do diafragma;
- J_1 : função de Bessel de primeira ordem;
- θ : ângulo de posição de Q e
- A_o : amplitude da luz emitida por $P_1(x,y)$

A_o é dada pela relação:

$$A_o = u(x,y) \cdot e^{i \left[\frac{2\pi}{\lambda} \cdot FG \cdot \xi(x,y) \right]} \quad (5.3)$$

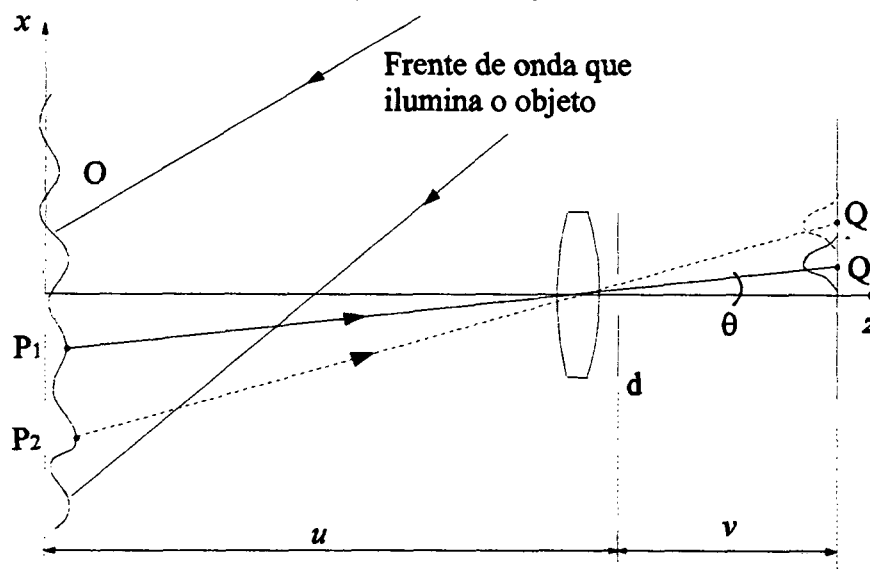


Figura 5.3 Formação do padrão de speckle subjetivo, pelo sistema de imagem

O ponto Q é iluminado também por pontos adjacentes a P_1 que geram padrões de difração, que se superpõem em Q e que, por sua vez, também possuem fase aleatória dependente de $\xi(x,y)$.

Como se observa da figura 5.4, um ponto P_2 localizado de maneira que o primeiro mínimo do seu padrão de difração se localize em Q , não gera contribuição à amplitude complexa da luz em Q .

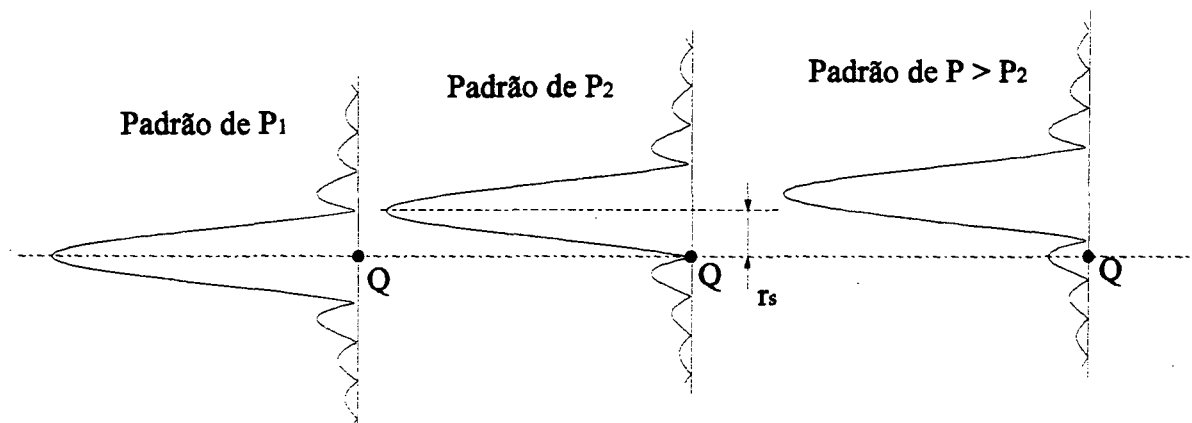


Figura 5.4 Superposição dos padrões de difração em Q

Um ponto mais afastado de P_1 que o ponto P_2 , contribui com uma pequena quantidade de luz em Q , mas como o máximo secundário do seu padrão de difração é muito menor que o máximo primário, sua contribuição pode ser desconsiderada.

Logo, pode-se concluir, sob esta simplificação, que a intensidade luminosa em Q é gerada pelas contribuições de uma área centrada em P_1 e de diâmetro do dobro da distancia entre P_1 e P_2 .

Da análise da equação (5.2) é possível determinar no plano de imagem onde está localizado o primeiro mínimo, pois este acontece onde o argumento da função de Bessel de primeira ordem possui um valor de $1,22 \cdot \pi$, logo têm-se:

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta = 1,22 \pi \quad (5.4)$$

se considera-se que para θ pequeno

$$\sin \theta \cong \frac{r_s}{v} \quad (5.5)$$

onde:

r_s : distância do centro do padrão até o primeiro mínimo;

logo o diâmetro do speckle, correspondente ao dobro da distância entre P_1 e P_2 ; ($d_s = 2r_s$), é dado por:

$$d_s = \frac{2,4 \cdot \lambda \cdot v}{d} \quad (5.6)$$

onde:

d_s : diâmetro do speckle;

v : distância lente-plano imagem;

d : diâmetro do diafragma e

λ : comprimento de onda da luz monocromática.

Analogamente o diâmetro da área, no plano objeto, que é representada pelo speckle é dada por:

$$d_{obj} = \frac{2,4 \cdot \lambda \cdot u}{d} \quad (5.7)$$

onde:

d_{obj} : diâmetro área centrada em P_I ;

u : distancia lente-plano objeto.

5.1.3 - Interferência dos padrões de speckle.

No caso de um sistema interferométrico de dupla iluminação têm-se que a superfície é iluminada simultaneamente por duas frentes de onda geradas por pontos de iluminação fixos.

Considerando o sistema invariante temporalmente, o que equívale a dizer que o fator FG e $\xi(x,y)$ não mudam com o tempo, pode-se analisar a superposição em Q dos padrões de difração gerados pelas duas frentes de onda que interferem, que de acordo com as leis de interferência/2/ permitem obter:

$$I_t = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos \phi \quad (1.1)$$

onde: ϕ é a fase do speckle, dada pela diferença entre a fase do frente de onda 1 ϕ_1 e a fase do frente de onda 2 ϕ_2 , e $I_{1,2}$ as intensidades luminosas em Q , das frentes de onda 1 e 2.

Da análise da equação (1.1), se conclui que existe um nível de intensidade de fundo, dado por $I_f = I_1 + I_2$ e uma amplitude de modulação $I_m = 2(I_1 I_2)^{1/2}$, logo a intensidade total ficaria como:

$$I_t = I_f + I_m \cos \phi \quad (5.8)$$

onde:

I_f : intensidade de fundo;

I_m : intensidade de modulação e

ϕ : fase do speckle.

Esta equação, corresponde à interferência de duas ondas, neste trabalho será referida como a *função de transferência interferométrica*, relaciona a fase com a intensidade luminosa total de um speckle centrado em Q.

5.2 - Holografia eletrônica.

Na holografia eletrônica o comportamento entre intensidade e fase do speckle pode ser modelado pela equação (1.1). É possível, por exemplo através do método de deslocamento de fase, determinar a fase correspondente a cada speckle a partir da intensidade luminosa total medida por meio do sensor de uma câmara de TV.

Por outro lado, utilizando a relação *diferença de fase-deslocamento*, é possível determinar o campo de deslocamentos superficiais decorrentes de uma deformação a partir das fases determinadas para as imagens gravadas antes e depois da aplicação do carregamento.

Tanto o método de deslocamento de fase quanto a relação entre fase e deslocamento serão posteriormente explanados com maior profundidade.

5.2.1 - Relação fase deslocamento /2/.

Como pode-se observar na Figura 5.5 os vetores de iluminação n_s e de observação n_q modificam-se ligeiramente pelo deslocamento d da superfície, mudando com isto as condições de reflexão de P.

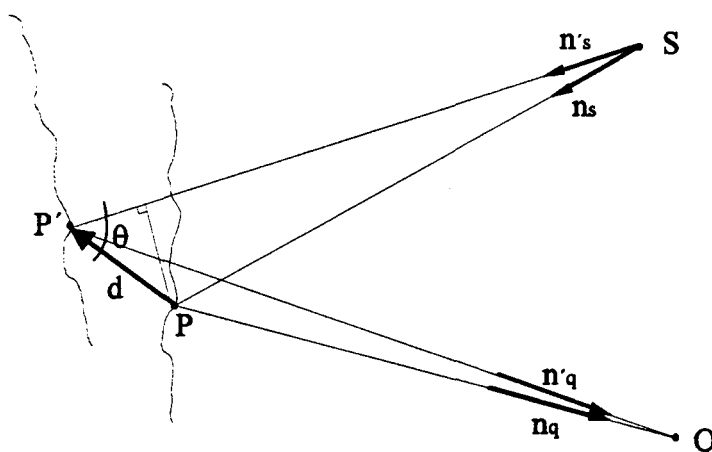


Figura 5.5 Determinação de variação da fase como função do deslocamento d .

S: iluminação, Q: observação, P ponto sob estudo.

Logo, tem-se que a variação no caminho óptico, produto do deslocamento \vec{d} , gera uma diferença de fase das frentes de onda que interferem em Q, dada por:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot p \cdot \vec{d} \quad (5.9)$$

onde \vec{p} é o vetor sensibilidade associado à diferença do vetor de iluminação \vec{n}_i e o vetor de observação \vec{n}_o e \vec{d} o deslocamento de interesse.

Rearranjando os termos de (5.9), temos:

$$\vec{p} \cdot \vec{d} = \lambda \frac{\Delta\phi}{2\pi} \quad (1.3)$$

Deve-se fazer notar que $\vec{p} \cdot \vec{d}$ corresponde à projeção escalar do deslocamento \vec{d} na direção \vec{p} . Como o vetor deslocamento possui três componentes desconhecidas, para a sua plena determinação são necessárias pelo menos três equações do tipo da (1.3). Isto obriga à utilização de uma montagem com pelo menos três configurações de iluminação que resultem em vetores de sensibilidade linearmente independentes para a determinação do deslocamento \vec{d} .

É importante lembrar que:

$$\Delta\phi = \phi_a - \phi_d \quad (5.10)$$

onde:

ϕ_a : fase inicial do speckle, antes do carregamento e

ϕ_d : fase final do speckle, depois do carregamento.

5.2.2 - Método de deslocamento de fase /4/.

A determinação da fase diretamente a partir da equação (1.1) a partir da simples medição da intensidade resultante não é possível pois existem três incógnitas: as duas intensidades I_1 e I_2 , assim como a fase ϕ , que além de ser incógnita apresenta uma relação biunívoca com a intensidade, como pode-se observar da Figura 5.6. É necessário então, um método para obter equações adicionais para determinar a fase.

Estas equações adicionais devem possibilitar a eliminação das incógnitas I_1 e I_2 , pois seus valores além de serem desconhecidos, são caracterizados pela aleatoriedade típica da rugosidade e não têm nenhum interesse prático.

A determinação da diferença de fase é possível através do método do deslocamento de fase.

Da equação (5.8), e da Figura 5.5, pode-se assegurar que, além das intensidades das frentes de onda e da sua diferença de fase, a intensidade luminosa pode depender também de um deslocamento de fase artificialmente gerado em uma das frentes de onda, o que, na verdade, afeta à própria diferença de fase.

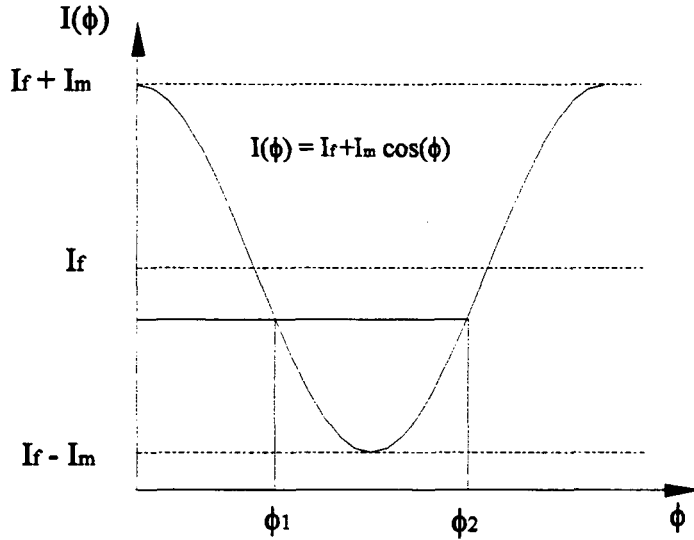


Figura 5.6 Relação ambígua entre intensidade luminosa e fase.

logo

$$I_t = I_f + I_m \cos(\phi + d_c) \quad (5.11)$$

onde:

d_c : deslocamento de fase induzido.

Em consequência:

$$\text{para } d_c = 0 \Rightarrow I_0 = I_f + I_m \cos \phi$$

$$\text{para } d_c = \pi/2 \Rightarrow I_{\pi/2} = I_f - I_m \sin \phi$$

$$\text{para } d_c = \pi \Rightarrow I_\pi = I_f - I_m \cos \phi$$

$$\text{para } d_c = 3\pi/2 \Rightarrow I_{3\pi/2} = I_f + I_m \sin \phi$$

associando os termos em coseno e em seno:

$$I_{\frac{3\pi}{2}} - I_{\frac{\pi}{2}} = 2 \cdot I_m \cdot \sin \phi \quad (5.12)$$

$$I_0 - I_\pi = 2 \cdot I_m \cdot \cos \phi$$

Esta forma de apresentação dos dados torna-se interessante, pois os sinais de cada equação (5.12) combinados com a função tangente decorrente do quociente destas equações é função unívoca dentro do intervalo $-\pi$ a π , ou seja:

$$\tan(\phi) = \frac{I_{\frac{3\pi}{2}} - I_{\frac{\pi}{2}}}{I_0 - I_\pi} \quad (5.13)$$

Logo, é possível determinar o valor da fase para cada speckle do padrão de interferência, aplicando a função \tan^{-1} na equação (5.13) a menos de um múltiplo

inteiro de 2π que deverá ser adicionado ao valor calculado. Este múltiplo pode ser determinado através de algoritmos de remoção de salto de fase.

A aplicação prática no processamento de imagens, é o seguinte:

Para cada um dos padrões de interferência gerados pelo deslocamento de fase induzido, antes do carregamento, obtêm-se na memória do computador quatro imagens digitalizadas correspondentes a $I_{3\pi/2}$, $I_{\pi/2}$, I_0 , I_π . Pela subtração pixel a pixel, (memória a memória) da imagem $I_{\pi/2}$ de $I_{3\pi/2}$ e I_0 de I_π , obtêm-se duas matrizes (imagens) que correspondem à diferença de intensidade $I_{(3\pi/2 - \pi/2)}$ e $I_{(0 - \pi)}$. Numa terceira operação estas imagens são divididos algebricamente pixel a pixel, gerando uma nova matriz que corresponde numericamente ao lado direito da igualdade da equação (5.13).

Operando esta última matriz pela aplicação da função atan, obtêm-se uma matriz que corresponde ao valor da fase inicial que apresenta cada pixel, associada à intensidade de cada speckle antes do carregamento.

Aplicasse o carregamento, o que gera uma modificação da intensidade, de acordo com a função de transferência interferométrica de cada speckle.

Aplicasse o mesmo processamento de imagem anterior e obtêm-se a matriz de fase correspondente à situação após o carregamento.

Subtraindo memória a memória as matrizes de fase inicial e final, obtêm-se uma imagem digital denominada Mapa de fase que representa a diferença de fase de cada speckle na superfície da peça, associada ao deslocamento decorrente do carregamento, definida pela equação (5.10).

5.3 - Modulação da amplitude de um sinal senoidal contínuo no tempo /25/.

A modulação da amplitude de um sinal senoidal é aquela em que um sinal senoidal ou exponencial complexo $c(t)$ têm sua amplitude multiplicada (modulada) pelo sinal $v(t)$ que contém a informação de interesse.

O sinal $v(t)$, normalmente é denominado de *sinal modulante*, enquanto que o sinal $c(t)$ de *sinal portador*.

Um sistema para modulação de amplitude pode ser representado esquematicamente pela Figura 5.7.

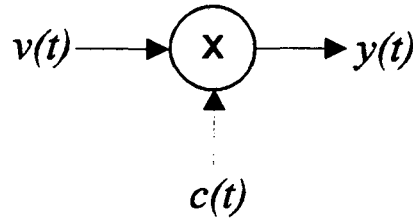


Figura 5.7 Representação esquemática da modulação

Como foi dito, existem duas formas de modulação senoidal. Uma em que $c(t)$ corresponde a uma exponencial complexa da forma:

$$c(t) = e^{i(\omega_c t + \theta_c)} \quad (5.14)$$

e outra em que o sinal portador é do tipo senoidal da forma:

$$c(t) = \cos(\omega_c t + \theta_c) \quad (5.15)$$

A propriedade da convolução relacionada à transformada de Fourier temporal estabelece que a convolução no domínio do tempo corresponde a um produto no domínio da frequência.

A propriedade de modulação, dual da convolução, estabelece que uma convolução no domínio da frequência corresponde a um produto no domínio do tempo, de acordo com a seguinte relação:

$$y(t) = v(t) \cdot c(t) \quad \begin{matrix} T.F. \\ \Leftrightarrow \end{matrix} \quad Y(\omega) = \frac{1}{2\pi} [V(\omega) \otimes C(\omega)] \quad (5.16)$$

onde *T.F.* representa a Transformada de Fourier.

No caso da modulação de $v(t)$ sobre a exponencial complexa, tem-se que:

$$Y(\omega) = V(\omega - \omega_c) \quad (5.17)$$

onde

$Y(\omega)$: Transformada de Fourier de $y(t)$.

$V(\omega)$: Transformada de Fourier de $v(t)$.

logo, conclui-se que a modulação de $c(t)$ pelo sinal $v(t)$ corresponde a um deslocamento do espectro de Fourier de $v(t)$ correspondente à posição da frequência portadora ω_c .

No caso de modulação pela equação (5.15), teremos que:

$$Y(\omega) = \frac{1}{2} [V(\omega - \omega_c) + V(\omega + \omega_c)] \quad (5.18)$$

Neste caso conclui-se que o espectro de Fourier de $v(t)$, além de ser escalado para a metade, é deslocado para as localizações das frequências portadoras $\pm \omega_c$.

Para nosso caso, a importância de este tipo de modulação é muito grande, pois no caso em que $v(t)$ possui uma componente cuja frequência tenha o mesmo valor da frequência portadora ω , aparecerá no deslocamento para $V(\omega - \omega)$ uma componente de frequência zero, de amplitude da metade do valor da componente em questão. É possível, através de uma filtragem do tipo passa baixas, isolar este valor "estático".

Analisando um caso particular, onde $v(t)$ é composto por uma única frequência f_v , a expressão que representa o fenômeno de modulação senoidal no domínio do tempo, para:

$$\begin{aligned} c(t) &= C_o \cdot \text{sen}(2\pi f_c t + \theta_c) \\ v(t) &= V_o \cdot \text{sen}(2\pi f_v t + \theta_v) \end{aligned} \quad (5.19)$$

têm uma saída $y(t)$, dada por:

$$y(t) = \frac{C_o V_o}{2} \cos[2\pi(f_v - f_c)t + (\theta_v - \theta_c)] + \frac{C_o V_o}{2} \cos[2\pi(f_v + f_c)t + (\theta_v + \theta_c)] \quad (5.20)$$

logo, quando $f_v = f_c$, através de uma filtragem passa baixas, obtém-se:

$$Y = \frac{C_o V_o}{2} \cos(\theta_v - \theta_c) \quad (5.21)$$

Conclui-se então, que uma modulação senoidal com um sinal portador definido pela equação (5.15), gera uma saída que contém uma componente de frequência zero, cuja valor corresponde à metade do produto entre a amplitude do sinal de modulação e a amplitude da componente com a mesma frequência de modulação, escaladas pelo coseno da diferença de fase entre estas duas funções. Além disso, através de uma filtragem passa baixas, pode-se isolar este valor.

Esta operação é realizada na prática por um amplificador síncrono (Lock-in)/29/.

5.4 - Princípio de estabilização

Para fins de simplicidade de análise considera-se que os feixes que interferem possuem a mesma amplitude. Considerando $I_o = I_f = I_m$ na equação (5.8) têm-se:

$$I_t = I_o(1 + \cos\phi) \quad (5.22)$$

Esta simplificação não tira a generalidade da análise a seguir devido a que a intensidade de fundo I_f corresponde a um fenômeno estático (frequência zero) que não se vê alterado pelo comportamento dinâmico.

Considera-se a aplicação de um sinal oscilatório ("dither") no percurso de um dos feixes, de maneira que a diferença de fase possua uma variação de acordo com:

$$\phi(t) \cong \psi_c + \psi_r \cos(\omega_r t) \quad (5.23)$$

onde:

ψ_c : fase a controlar;

ψ_r : amplitude da variação da fase (dither) e

ω : frequência angular da oscilação (dither).

A intensidade de saída corresponde à modulação da fase (equação 5.23) pela função de transferência interferométrica (eq.5.22).

Para a análise matemática é possível obter a função da intensidade resultante a partir da expansão em serie de Taylor em torno de um ponto de equilíbrio $\psi_c/12$:

$$g(\phi) \cong g(\psi_c) + \frac{g'(\psi_c)}{1!}(\phi - \psi_c) + \frac{g''(\psi_c)}{2!}(\phi - \psi_c)^2 \quad (5.24)$$

Considere-se a função $g(\phi) = \cos \phi$ e seja analisada sua expansão em serie de Taylor, em torno do ponto de equilíbrio ψ_c ; até o termo de segundo ordem.

logo:

$$g(\phi) = \cos \phi \Rightarrow g(\psi_c) = \cos \psi_c$$

$$g'(\phi) = -\sin \phi \Rightarrow g'(\psi_c) = -\sin \psi_c$$

$$g''(\phi) = -\cos \phi \Rightarrow g''(\psi_c) = -\cos \psi_c$$

Da equação (5.23), têm-se que:

$$\phi - \psi_c = \psi_r \cos(\omega_r t) \quad (5.25)$$

logo:

$$g(\phi) \cong \cos(\psi_c) - \psi_r \sin(\psi_c) \cos(\omega_r t) - \left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cos(\psi_c) 2 \cos^2(\omega_r t) \quad (5.26)$$

Para valores pequenos de ψ_r , os termos de ordem mais altas que dois podem ser desprezados.

Por outro lado, como $2\cos^2(\omega_r t) = 1 + \cos(2\omega_r t)$, têm-se:

$$g(\phi) \cong \cos(\psi_c) - \left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cos(\psi_c) - \psi_r \sin(\psi_c) \cos(\omega_r t) - \left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cos(\psi_c) \cos(2\omega_r t) \quad (5.27)$$

substituindo $g(\phi)$ na equação (5.22), têm-se:

$$I_t \cong \left(I_o(1 + \cos \psi_c) - I_o \left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cos \psi_c \right) - (I_o \psi_r \sin \psi_c) \cos(\omega_r t) - \left[I_o \left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cos \psi_c \right] \cos(2\omega_r t) \quad (5.28)$$

Desta equação pode-se observar que a variação da fase, pelo efeito "dither", está constituída por uma parte "estática", isto é independente do tempo, gerada pela iluminação e pelo

ruido de fundo, e uma parte "dinâmica", correspondente à combinação linear de funções $\cos(k \cdot \omega t)$.

O ruído de fundo, além daquele que aparece na equação (5.28), inclui também a parcela correspondente aos termos de ordem mais altas da expansão que, por ψ_r ser de magnitude muito pequena, são desconsiderados.

Cabe ressaltar que, na realidade, cada coeficiente das funções $\cos(k \cdot \omega t)$ também corresponde a um somatório infinito formado pelas contribuições das potências superiores, pares ou ímpares segundo corresponda o valor de k , também desconsideradas na análise, por serem desprezíveis.

Logo, através da modulação senoidal e filtragem é possível isolar quaisquer das componentes correspondentes às funções $\cos(k \cdot \omega t)$, e utilizá-la como sinal de erro de realimentação.

Para estabilizar ativamente um interferômetro é possível usar sinais de erro oriundos do primeiro ou segundo harmônicos para realimentar o sistema de controle.

5.4.1 - Realimentação utilizando o primeiro harmônico.

Ao se realimentar o primeiro harmônico, ter-se-ia que o sinal de erro corresponderia a sua amplitude, de maneira que os pontos de estabilização são obtidos quando o erro é nulo, isto é:

$$\psi_r \cdot I_o \cdot \sin \psi_c = 0 \quad (5.29)$$

deste modo, os pontos de estabilização são aqueles para os quais:

$$\psi_c = \pm n\pi \quad n = 0, 1, 2, 3... \quad (5.30)$$

Considerando este valor de $\phi = \psi_c$ na equação (5.22), têm-se que a estabilização acontece para $I_t = 0$ ou $I_t = 2I_o$, obtendo-se com isto dois pontos de estabilização.

5.4.2 - Realimentação utilizando o segundo harmônico.

Neste caso o sinal de erro para o controlador é dado pela amplitude associada ao segundo harmônico, de modo que os novos pontos de estabilização obtêm-se de:

$$\left(\frac{\psi_r}{2}\right)^2 \cdot I_o \cos \psi_c = 0 \quad (5.31)$$

como ψ_r é não nulo, os pontos de estabilização são dados por:

$$\psi_c = \pm (2n+1) \frac{\pi}{2} \quad n = 0, 1, 2, 3... \quad (5.32)$$

Substituindo $\phi = \psi_c$ na equação (5.22), $I_t = I_o$, obtendo-se assim dois pontos a mais de estabilização.

5.4.3 - Análise gráfica dos pontos de estabilização.

A determinação destes quatro pontos de estabilização fica mais evidente a partir de uma análise gráfica. Na figura (5.8) é apresentada a modulação do dither $\phi(t)$, pela função de transferência interferométrica $I(\phi)$.

Pode-se observar que, se a amplitude de $\phi(t)$ é constante ($\psi_r = cte.$), a saída do interferômetro $I(t)$ possui uma forma que depende apenas do valor médio ψ_c de $\phi(t)$.

Este gráfico deixa em evidência que $I(t)$ é formado pela superposição de componentes de diferentes frequências, como previsto na equação (5.28).

Estudando os efeitos do "dither", pode-se ver na figura (5.9.a) que quando $\psi_c = \lambda/4$, a saída $I(t)$ apresenta uma componente fundamental da mesma frequência e em contra-fase com o "dither".

Quando $\psi_c = \lambda/2$, (figura 5.9.b) a saída $I(t)$ apresenta uma componente fundamental em fase e cuja frequência é o dobro do valor da do "dither".

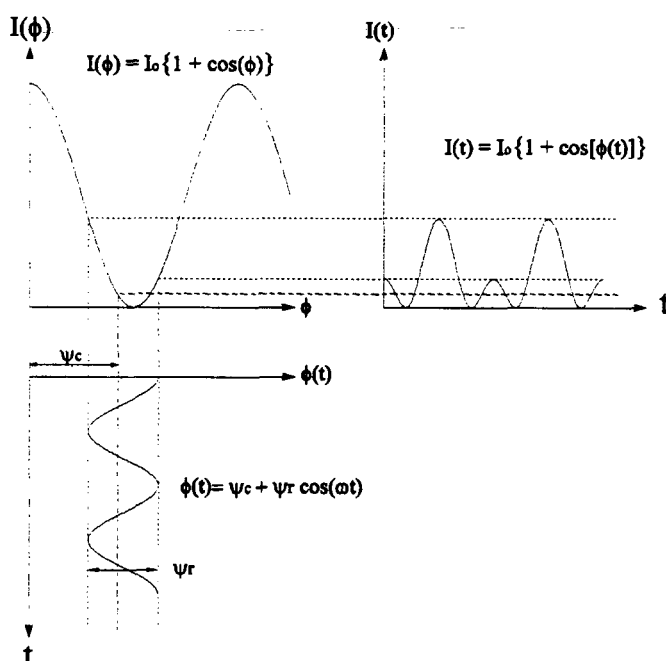


Figura 5.8 Modulação da função dither $\phi(t)$ pela função de transferência $I(\phi)$

Quando $\psi_c = 3\lambda/4$ a saída $I(t)$, na figura (5.9.c), possui a mesma frequência do "dither" com a mesma fase.

E quando $\psi_c = \lambda$ (figura 5.9.d) ou equivalentemente $\psi_c = 0$ a saída dobra a frequência do "dither" com uma diferença de fase de π rad.

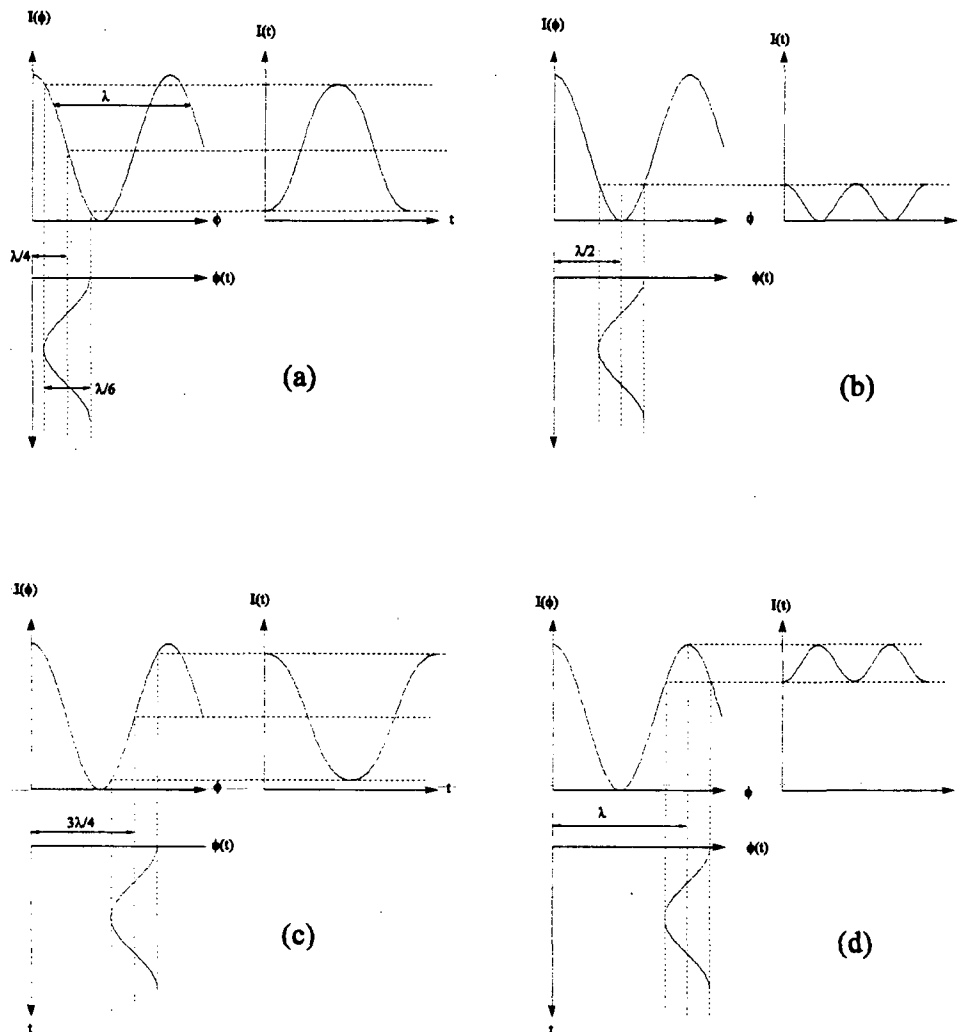


Figura 5.9 Quatro posições possíveis para a estabilização ativa

Do exposto têm-se que se for utilizada uma realimentação do segundo harmônico ($\omega_c = 2\omega$) e $\psi_c = \lambda/4$ ou $\psi_c = 3\lambda/4$, a saída da modulação senoidal $e(t)$ é nula pois $I(t)$ têm sua componente fundamental com frequência ω .

Logo, qualquer desvio de ψ_c faz com que em $I(t)$ apareça uma componente de frequência 2ω , como se aprecia na forma da função na figura (5.8), gerando um sinal $e(t)$.

Analogamente, quando, para a estabilização, é realimentado o primeiro harmônico ($\omega_c = 2\omega$) e $\psi_c = 0$ ou $\psi_c = \lambda/2$, em $e(t)$ têm-se uma saída nula pois $I(t)$ possui componente fundamental de 2ω .

Da equação (5.21) pode-se extrapolar que pela diferença de fase entre a componente de frequência ω_c de $I(t)$ e o sinal portador da modulação senoidal, é possível definir um valor positivo de $e(t)$ para $\theta_v - \theta_c = 0$, ou negativo para $\theta_v - \theta_c = \pi$.

Com isto é possível obter uma diferença entre $\psi_c = \lambda/4$ ou $\psi_c = 3\lambda/4$ para $\omega = \omega_r$, e $\psi_c = 0$ ou $\psi_c = \lambda/2$ para $\omega = \omega_r$.

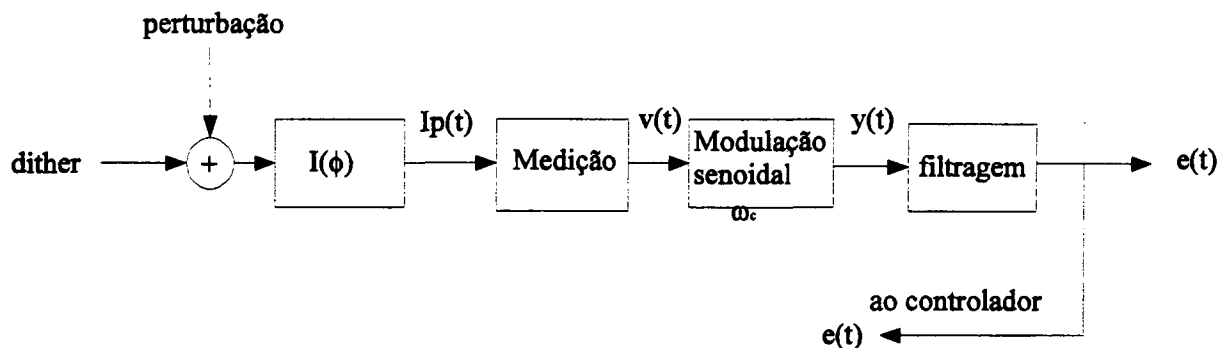


Figura 5.10 Determinação do sinal de erro $e(t)$. ω : frequência portadora

6 - O SISTEMA PROPOSTO: Realização

Uma vez aprofundada a visão geral do sistema proposto (Capítulo 4) e o levantamento dos modelos matemáticos dos princípios nos quais este se baseia (Capítulo 5), é possível definir concretamente os elementos físicos que devem realizar tais funções, para a realização do *Sistema Ativo de estabilização para medição com Holografia Eletrônica* (SAEHE).

No diagrama global de blocos da Figura 6.1, identificam-se tanto os componentes do sistema, como as funções por eles desenvolvidas.

O elemento de medição (sensor) corresponde a um tubo fotomultiplicador (PMT), que trata-se de um foto-detector de ganho muito elevado, e sua unidade de tratamento de sinal (UTS).

As funções de modulação de amplitude senoidal (MOD) e filtragem (FPB), que têm intrínseca a função do comparador (geração do erro $e(t)$ pela comparação do sinal de controle e a referência), é realizada por um amplificador síncrono (LIA : amplificador Lock-in), instrumento que além disso, considera a função do controlador do tipo proporcional.

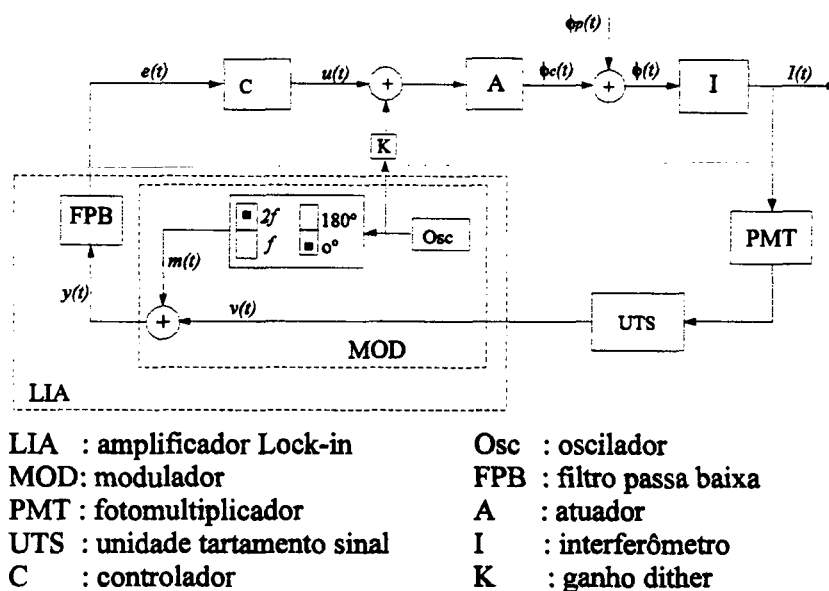


Figura 6.1 Diagrama global de blocos do sistema de estabilização

A unidade osciladora (Osc) do Lock-in, além de fornecer o sinal base para a modulação gera o sinal dither que permite a utilização do princípio de estabilização discutido neste trabalho.

Neste caso, considera-se como atuador (A) um espelho comandado por um cristal piezoelétrico (Pzt) que, apesar de ser um elemento mecânico, possui uma boa dinâmica para ser utilizado como atuador.

Na continuação são explorados os princípios de funcionamento como também os modelos físicos e matemáticos, quando corresponder, destas unidades do sistema de estabilização proposto.

6.1 - O sensor

A característica funcional requerida para este elemento é a capacidade de fornecer um sinal elétrico proporcional à intensidade luminosa resultante do processo interferométrico.

No caso da disposição originalmente projetada, pleiteia-se a utilização como transdutor um tubo fotomultiplicador. Este é um detetor extremamente sensível à luz, que fornece um sinal de corrente proporcional à intensidade luminosa.

Em casos onde a quantidade de luz resultante de um speckle for muito baixa, é possível que o tubo fotomultiplicador gere um sinal de modulação tão fraco que o ruído presente impossibilite a sua utilização. Neste caso, pleiteia-se o uso de um fotodetetor normal de alto ganho como sensor de realimentação, trabalhando em conjunto com um interferômetro simples.

6.1.1 - O tubo fotomultiplicador (PMT) /26,27/

O fotomultiplicador detecta a luz no fotocátodo, que pelo efeito fotoelétrico, emite elétrons em função dos fótons incidentes.

Estes fotoelétrons são acelerados e focalizados eletrostaticamente sobre o primeiro dinodo de um multiplicador de elétrons, como se mostra na Figura 6.2

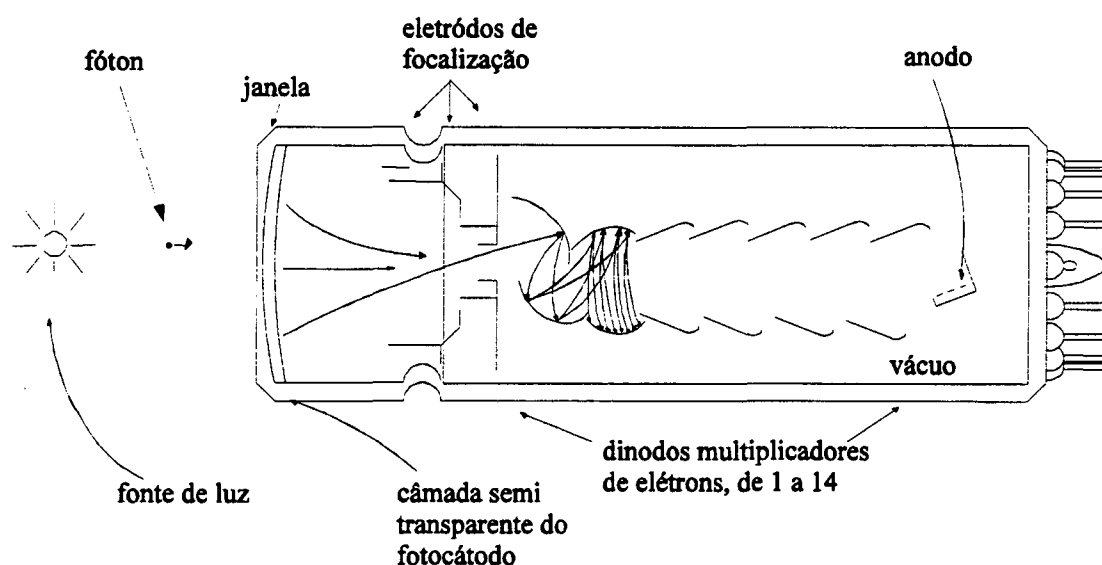


Figura 6.2 Fotomultiplicador. Princípio de operação

Sob o impacto de cada elétron são liberados elétrons secundários que, por sua vez, são acelerados e focalizados sobre o próximo dinodo.

Este processo é repetido em cada dinodo subsequente e os elétrons secundários do último são coletados no ânodo.

A análise do fluxo de elétrons e correntes é apresentada na Figura 6.3. A razão de elétrons secundários para os primários emitidos em cada dinodo depende da energia dos elétrons incidentes.

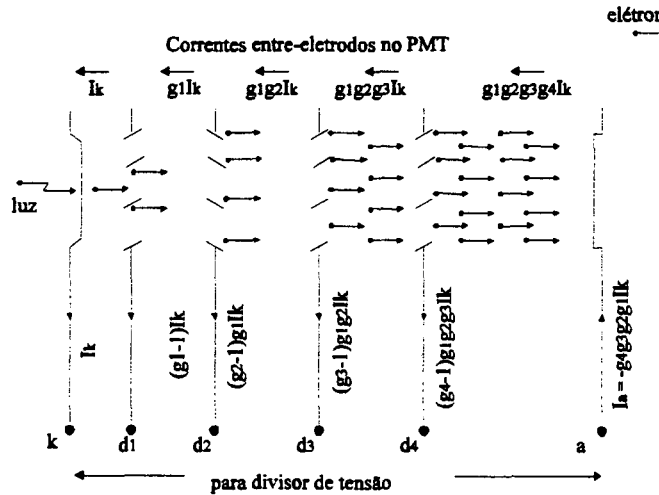


Figura 6.3 Diagrama esquemático do fluxo de correntes num fotomultiplicador de 4 etapas

Esta energia é controlada pelo potencial eletrostático entre os eletrodos aceleradores. Considerando que cada dinodo amplifica a corrente dos elétrons incidentes, de modo que seu ganho g_i é a razão de corrente emitida para a corrente incidente, como se mostra na Figura 6.3, têm-se que:

$$I_a = g_1 \cdot g_1 \cdots g_i \cdots g_{n-1} \cdot g_n \cdot I_c = G_{PMT} \cdot I_c \quad (6.1)$$

onde:

- g_i : ganho do dinodo i ; $i = 1 @ n$
- I_c : corrente no cátodo; A
- I_a : corrente no ânodo; A
- G_{PMT} : ganho do fotomultiplicador

Tipicamente, para o caso do fotomultiplicador, seu ganho pode estar na faixa $10^3 < G_{PMT} < 10^8$, dependendo das tensões aplicadas nos eletrodos de cada dinodo e do número de dinodos.

Cabe ressaltar que devido ao processo de multiplicação de elétrons em várias etapas, existe um tempo morto ou de retardo por causa do tempo consumido pelos elétrons na viagem desde o cátodo para o ânodo. A faixa típica do tempo de trânsito é $20 \text{ ns} < T_i < 100 \text{ ns}$.

A justificativa do emprego deste tipo de transdutor baseia-se na natureza do sinal de controle: a pequena modulação da intensidade luminosa de um speckle.

Como a intensidade de cada speckle resulta da interferência das duas ondas, teoricamente a modulação da intensidade de cada speckle está associada às variações de fase e, em consequência, diretamente com os efeitos das perturbações.

Porém, dada a natureza aleatória da distribuição espacial de intensidades e fases de vários speckles vizinhos, existiriam problemas em se considerar uma área que abrangesse vários speckles pois a intensidade média da área poderia apresentar baixa modulação ou permanecer quase invariante. Logo, a forma projetada de capturar os efeitos das perturbações na fase é pelo monitoramento da modulação da intensidade de um único speckle.

A intensidade a ser "observada" pelo sensor é muito baixa pois a intensidade de um único speckle subjetivo representa uma pequena parcela da energia total refletida pela área iluminada do corpo de prova, de acordo com a equação (5.7).

Além disso, como o feixe do laser tem uma distribuição de intensidade gaussiano, para obter um campo de iluminação o mais homogêneo possível, é necessário afastar as fontes de iluminação o que faz cair drasticamente a intensidade total da luz na superfície da peça.

O sistema óptico a ser utilizado, para o registro de um único speckle subjetivo, é mostrado na Figura 6.4

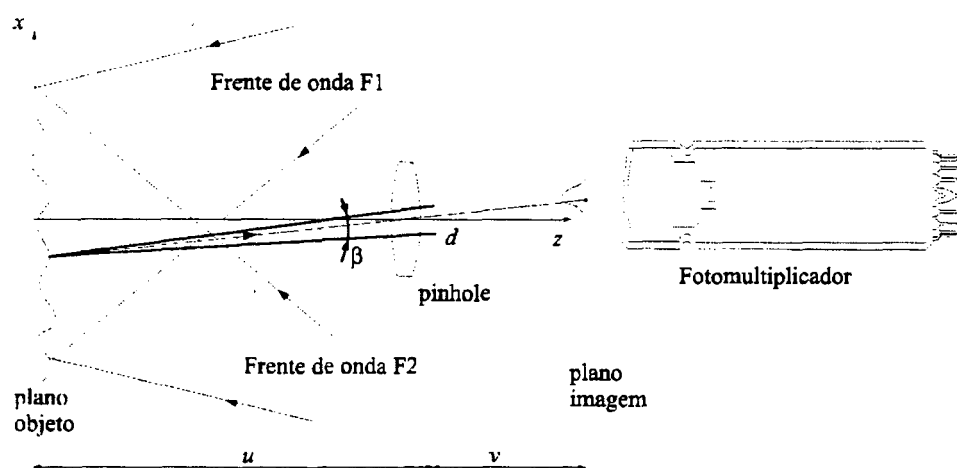


Figura 6.4 Sistema óptico básico para captura de um speckle

Como foi visto no capítulo 5, o tamanho do speckle depende do comprimento de onda λ , da distância lente-plano da imagem v e do diâmetro da abertura do diafragma d , segundo a equação (5.6).

Logo, é possível obter o diâmetro do speckle que otimizará o funcionamento do fotomultiplicador, através da distância v , de acordo com a abertura de diâmetro a de isolamento do speckle em frente do sensor.

A distância u fornece um mecanismo de ajuste da representatividade da perturbação em relação à forma em que esta se correlaciona à área do corpo.

6.1.2 - Fotodetector normal e interferômetro.

Se for considerado, no caso do fotomultiplicador, que o sistema de imagem (Figura 6.4) é capaz de isolar um speckle para projetá-lo sobre a área do sensor, logo a intensidade da luz que transpassa o “pinhole” correspondente, é definida pelo ângulo sólido que observa a área no objeto que gera o dito speckle.

Se for considerada que a área objeto (A_{obj}) está refletindo a luz, como uma fonte pontual que se propaga como uma semiesfera, logo a intensidade do speckle que corresponde à intensidade enxergada pelo “pinhole” é dada por:

$$I_{sp} = \frac{\Omega}{\Omega_{SE}} \cdot I_{obj} \quad (6.2)$$

onde:

Ω : ângulo sólido do pinhole; sr

Ω_{SE} : ângulo sólido da semiesfera; sr

I_{obj} : Intensidade refletida pela área objeto; W

Adicionalmente, da análise da óptica geométrica, sabe-se que, para ângulos pequenos, a relação entre o ângulo plano β e o sólido Ω , de uma casca esférica é $\Omega \cong \frac{1}{2}\pi \beta$.

Este ângulo plano é dado por:

$$\beta = \frac{d}{u} \quad (6.3)$$

onde:

d : diâmetro do diafragma (“pinhole”); m

u : distância lente- plano objeto; m

Além disso, a intensidade do objeto relaciona-se com a intensidade espalhada no corpo e a área objeto, de acordo com:

$$I_{obj} = I_d \cdot A_{obj} \quad (6.4)$$

onde:

I_{obj} : intensidade no objeto; W

I_d : intensidade no corpo; W/m^2

A_{obj} : área do objeto; m^2

De acordo com a equação (5.7) a área objeto é dada por:

$$A_{obj} = \frac{\pi \cdot d_{obj}^2}{4} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{2,4 \cdot \lambda \cdot u}{d} \right)^2 \quad (6.5)$$

logo, fazendo as substituições correspondentes, tem-se que:

$$I_{sp} = 0,36 \cdot \pi \cdot \frac{I_d \cdot \lambda^2 \cdot u}{d} \quad (6.6)$$

No caso de uma montagem típica com utilização de laser He-Ne, pode-se ter: $\lambda = 632,8 \text{ nm}$, $u = 150 \text{ mm}$, $d = 500 \text{ } \mu\text{m}$; logo a intensidade do speckle seria de $I_{sp} \cong 6 \times 10^{-14} \text{ W}$. Se for considerado um fotomultiplicador com uma camada no cátodo que gera $20 \times 10^{-3} \text{ A/W}$, a corrente no cátodo seria $I_c = 1,2 \times 10^{-5} \text{ A}$, e considerando que se utiliza ganho máximo de $G_{PMT} = 10^8$, a corrente no ânodo do PMT seria de $I_a = 1,2 \times 10^{-6} \text{ A}$, corrente que somada ao ruído gerado pelo PMT e o sistema, pode vir a ser insuficiente como sinal de controle.

Em casos que as condições de iluminação sejam desfavoráveis, como alternativa recomenda-se a utilização de um interferômetro simples como mostra a Figura 6.5, e captar a intensidade resultante através de um fotodetector normal, configurando assim o sensor de realimentação/28/.

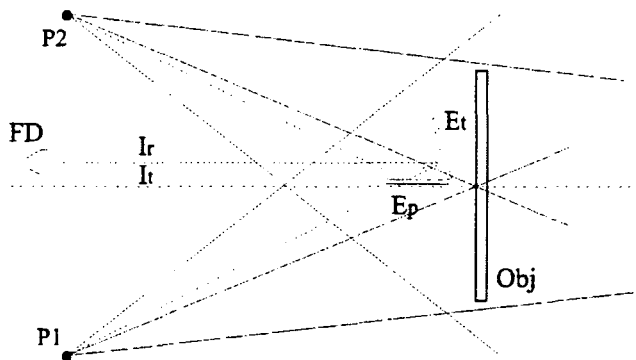


Figura 6.5 Interferômetro simples para o sensor de realimentação /28/

Deve se levar em conta que o fenômeno físico representado nesta figura não equivale exatamente à modulação de um speckle, mas representa um efeito mais global, uma vez

que a área amostrada pelo fotodetector é sensivelmente maior. Entretanto, as relações fase-intensidade e os efeitos das perturbações externas são perfeitamente equivalentes.

O interferômetro funciona da seguinte maneira. A intensidade gerada pela fonte P1 passa através do espelho parcial Ep, logo incide no espelho total Et e reflete-se na direção do fotodetector FD, interferindo com o raio que vem da fonte P2, que se reflete no espelho parcial, assim como no espelho total e atinge o fotodetector. Isto gerará um padrão de franjas, na região do fotodetector. A área do fotodetector deve ser menor que a menor largura da franjas geradas.

Uma vez que o sinal interferométrico é gerado no par de espelhos, um sistema de estabilização que use este sensor só será capaz de compensar as perturbações que agem até estes espelhos. Perturbações que provoquem movimentos relativos entre os espelhos e a superfície do corpo a medir não poderão ser compensadas.

6.2 - O elemento de controle: O Amplificador Lock-in /29/.

É possível obter três das funções básicas que o sistema de controle necessita através da utilização de um amplificador síncrono (Lock-in amplifier) no laço de realimentação: a) a determinação do sinal de erro para o controlador, b) a geração das quatro referências, separadas de $\pi/2 \text{ rad}$ e c) o ganho do controlador para um controlador proporcional.

O amplificador Lock-in normalmente é utilizado para a determinação de sinais com uma baixíssima relação sinal/ruído, pela sua capacidade de isolar um sinal numa frequência específica. Para isto utiliza um sinal de referência que estabelece a frequência do sinal que se quer isolar.

A técnica normalmente utilizada para medir com o Lock-in consiste em injetar sobre o sistema um sinal oscilatório de referência com uma frequência definida. Isto permite detectar no sinal a ser analisado a intensidade da componente $e(t)$ que possui a mesma frequência do sinal injetado e, dependendo do sistema, de seus harmônicos.

Atualmente em função dos avanços no desenvolvimento de placas de processamento digital de sinais (DSP) é possível contar com amplificadores Lock-in que possuem a capacidade de isolar componentes do sinal de entrada tanto na frequência de referência quanto nas suas harmônicas de maior ordem.

Logo, dadas as características da Interferometria, é possível utilizar as propriedades do Lock-in referentes ao deslocamento discreto de 0 a $\pi \text{ rad}$ e a possibilidade de trabalhar na frequência fundamental ou na segunda harmônica para gerar os sinais de erros relativos aos quatro pontos de referência de estabilização requeridos pela técnica do deslocamento de fase.

As relações que definem o comportamento do Lock-in quanto à modulação foram estudadas na seção 5.3. É conveniente, também aprofundar o estudo nas características associadas à filtragem passa baixa do Lock-in, necessária para isolar a parcela estática correspondente à componente com frequência idêntica a ω de $v(t)$, decorrente do deslocamento do espectro de frequências de $V(\omega)$ para $V(\omega - \omega_c)$.

6.2.1 - Filtro Passa Baixas.

O processo de filtragem pode ser modelado de acordo com a seguinte equação de convolução:

$$e(t) = \int_0^{\infty} y(\tau) h_{FPB}(t - \tau) d\tau \quad (6.7)$$

onde:

$h_{FPB}(t)$: resposta impulsiva do filtro passa baixa.

$e(t)$: saída do filtro

$y(t)$: entrada no filtro

De acordo com sua natureza os filtros passa baixas, $h_{FPB}(t)$ possuem diferentes formas, podendo ser classificados como filtros passa baixa ativos e passivos.

Tipicamente os filtros passa baixa passivos (FPBP) do tipo RC mostrado na Figura 6.6(a), obedecem a seguinte lei:

$$h_{FPB}(t) = \frac{1}{\tau_c} e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (6.8)$$

onde:

τ_c : constante de tempo, $\tau_c = R \cdot C$

É possível, através da montagem em série de módulos de primeira ordem, como o mostrado na Figura 6.6(b), obter um FPBP de maior ordem, que aproxima o filtro real do ideal em termos de amplitude, pois cada unidade de primeira ordem acrescentada gera um retardo de fase pela natureza derivativa do filtro.

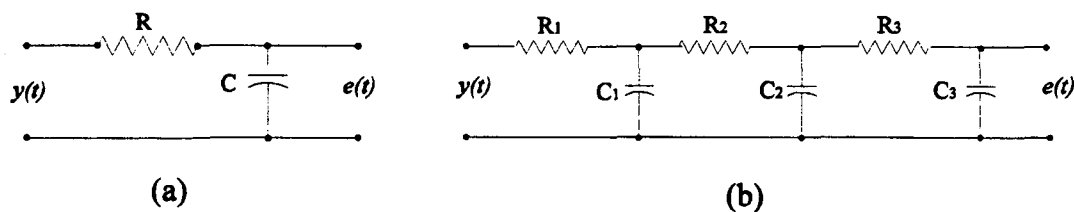


Figura 6.6 Filtros passa baixa passivos. (a) primeira ordem. (b) terceira ordem.

No caso dos filtros passa baixa ativos FPBA de segunda ordem, baseados em amplificadores operacionais /30/, como o que se mostra na Figura 6.7, são possíveis de se implementar de acordo à seguinte lei de comportamento:

$$h_{FPB}(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t) \quad (6.9)$$

com

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad ; \quad \xi = \frac{(R_1 + R_2)}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_1 R_2}} \quad (6.10)$$

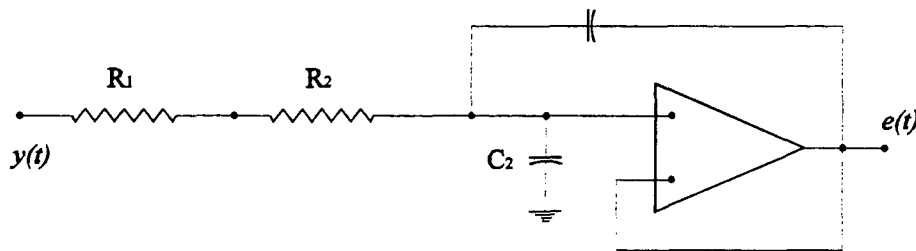


Figura 6.7 Filtro passa baixas ativo de segunda ordem.

É possível implementar um filtro ativo de terceira ordem, agregando na frente do filtro de segunda ordem FPBA, um FPBP de primeira ordem.

6.3 - O Atuador

Do ponto de vista da compensação das perturbações, o ideal seria que a resposta do sistema de realimentação fosse instantânea. Isto significaria que o tempo de retardo e o tempo de subida do sistema de realimentação total deveriam ser os menores possíveis. Logo, cada um dos componentes da cadeia de realimentação deve aproximar-se o máximo possível do comportamento do tipo "memória zero".

De acordo com a necessidade do sistema ativo de estabilização, o atuador deve ser um sistema que possua a capacidade de gerar um deslocamento na fase de um dos ramos do interferômetro do sistema holográfico.

De-entre as possibilidades existem duas alternativas: atuadores por reflexão ou por transmissão.

De entre os que trabalham por transmissão tem-se os moduladores eletroópticos. Os de reflexão consistem em um espelho, no qual reflete-se um dos feixes do interferômetro, comandado por um mecanismo deslocador.

Sob estas condições, existem diversas alternativas de deslocadores com uma relação diretamente proporcional entre a velocidade de resposta e o custo. De-entre as opções, pode-se citar: deslocadores piezoelétricos, motores de passo, deslocadores indutivos, etc.

Por uma decisão técnico-econômica, o deslocador a ser considerado corresponde ao tipo piezoelétrico (Pzt), cujas principais características são: grande rigidez por área de seção transversal, e elevada resposta dinâmica e alta frequência de ressonância/31/.

O deslocador piezoelétrico apresenta uma expansão proporcional ao campo elétrico aplicado no seu cristal. Este é um processo reversível, isto é, quando sujeito a uma deformação é capaz de gerar uma carga elétrica proporcional à deformação.

Cabe ressaltar a existência de uma forte histerese no comportamento típico de um Pzt. Na unidade selecionada, este fator limitante é compensado pela utilização de um sistema de controle de laço fechado, com controlador tipo proporcional P. O sinal realimentado, a comparar com a referência, corresponde à deformação superficial medida por uma Ponte de Wheatstone formada por extensômetros resistivos (Strain Gauge).

O comportamento do Pzt é definido pela equação de convolução, que na forma explícita é:

$$d_{pzt}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau) \cdot h_A(t - \tau) d\tau \quad (6.11)$$

onde:

$h_A(t)$: resposta impulsiva do Pzt; m/V .

$d_{Pzt}(t)$: deslocamento do espelho; m

$u(t)$: entrada de tensão; V

O Pzt consta de uma unidade controladora (UC), constituída por um amplificador de potência (de ganho x10) e da eletrônica do laço de realimentação de posição.

6.4 - Montagem experimental

Uma vista global da montagem experimental utilizada, mostrada na foto da Figura 6.8, corresponde a uma montagem holográfica de dupla iluminação, com um corpo de prova que têm a capacidade de rotacionar em torno de um eixo perpendicular à superfície de medição, de maneira que o campo de deslocamentos produzido gera um padrão de franjas paralelas e equiespaçadas.

A montagem experimental envolve dois sistemas independentes: A estação holográfica que foi utilizada para produzir e visualizar as franjas e avaliar os efeitos das perturbações e do

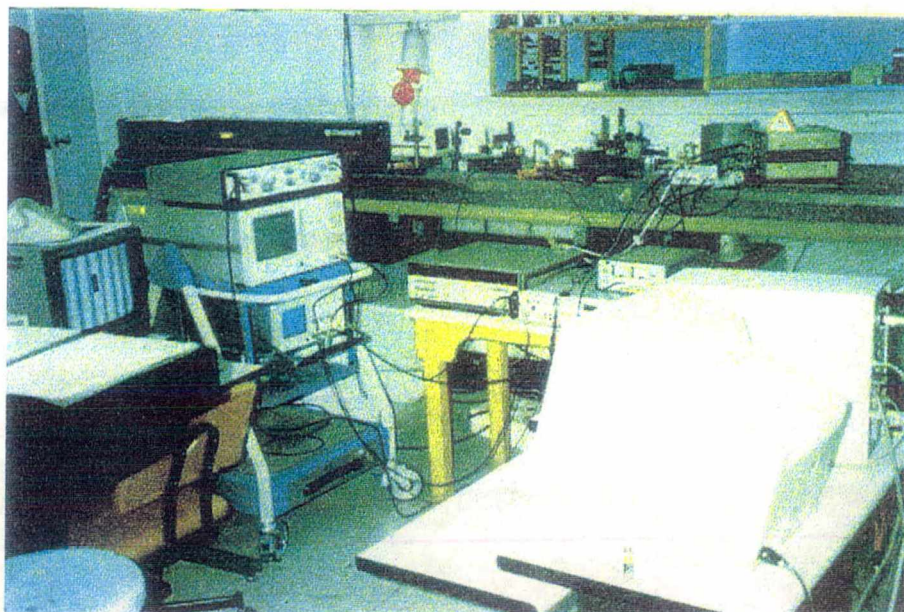


Figura 6.8 Vista geral da montagem, holográfica e do sistema ativo de estabilização (SAEHE).

SAEHE, sobre as imagens e os mapas de fase. A visualização das franjas é obtida através de um monitor analógico e o processamento das imagens é efetuado com um computador 486 dotado de placas de processamento de imagens. O segundo sistema é o próprio SAEHE, que atua em paralelo com a estação holográfica.



Figura 6.9 Sistema computacional da estação holográfica e parte do SAEHE.

Por outro lado, como fontes de luz coerente, conta-se com a possibilidade de utilizar um laser He-Ne com potência luminosa de 35 mW ou um laser de Argônio, com potência regulável de até $1,4 \text{ W}$. Detalhes da câmera de TV utilizada e do corpo de prova usado para gerar as franjas retas e paralelas podem ser vistos na Figura 6.10.

O SAEHE é formado pelo, Lock-in, pelo sensor PMT com a sua fonte de alta tensão, pelo atuador Pzt, que gera o deslocamento de fase induzido, com sua unidade de comando e pelos outros instrumentos complementares como: o filtro universal, o somador, o potenciômetro para o dither, e o filtro passa baixas para a realimentação.

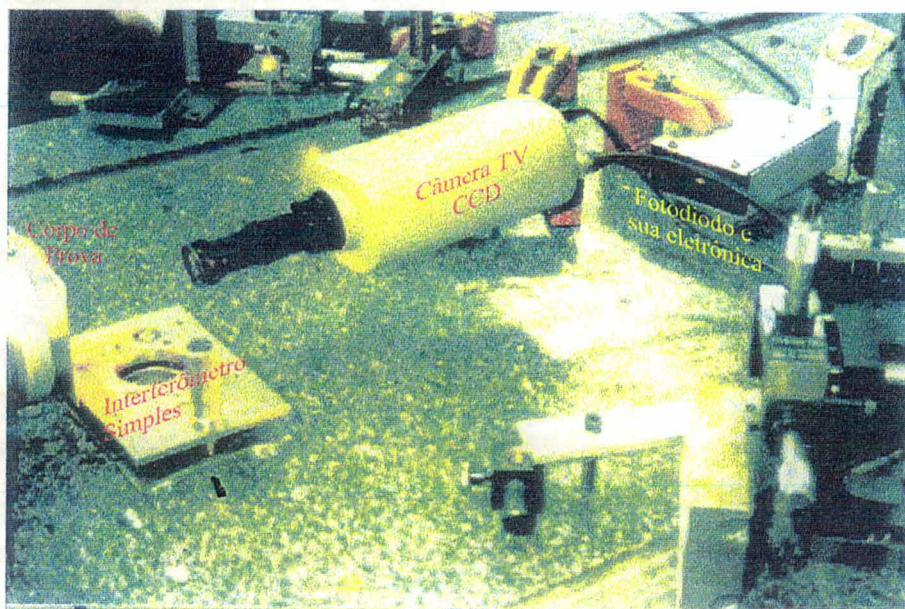


Figura 6.10 A câmera CCD da estação holográfica e parte do corpo de prova.

Por outro lado, utilizou-se um segundo Pzt para simular perturbações com valores conhecidos de frequência e amplitude. Além disso conta-se com um segundo computador específico para o comando do SAEHE, executado pelo Lock-in, comandado via GPIB.

6.4.1 - A montagem óptica.



Figura 6.11 Montagem holográfica experimental.

Como mostra a foto da Figura 6.11 a montagem holográfica está constituída por um divisor de feixe, que separa os dois braços do interferômetro, dois espelhos de reflexão para gerar os pontos da dupla iluminação, dois filtros espaciais para espalhar o feixe e cobrir a totalidade do campo de medição de deslocamentos, e o corpo de prova que experimenta o deslocamento de interesse. Pode-se ver também nesta figura a câmera CCD, um dos Pzt que gera uma modificação na fase em função da variação do comprimento de um dos braços do interferômetro

6.4.2 - O Sistema Ativo de Estabilização (SAEHE)

Em relação ao SAEHE, mostra-se na foto da Figura 6.12, o Amplificador Lock-in utilizado, assim como o computador onde tem-se feito o programa do SAEHE, que é capaz de realizar o controle da aquisição de cada uma das imagens necessárias para cada um dos passos defasados de 90° para obter o mapa de fase.

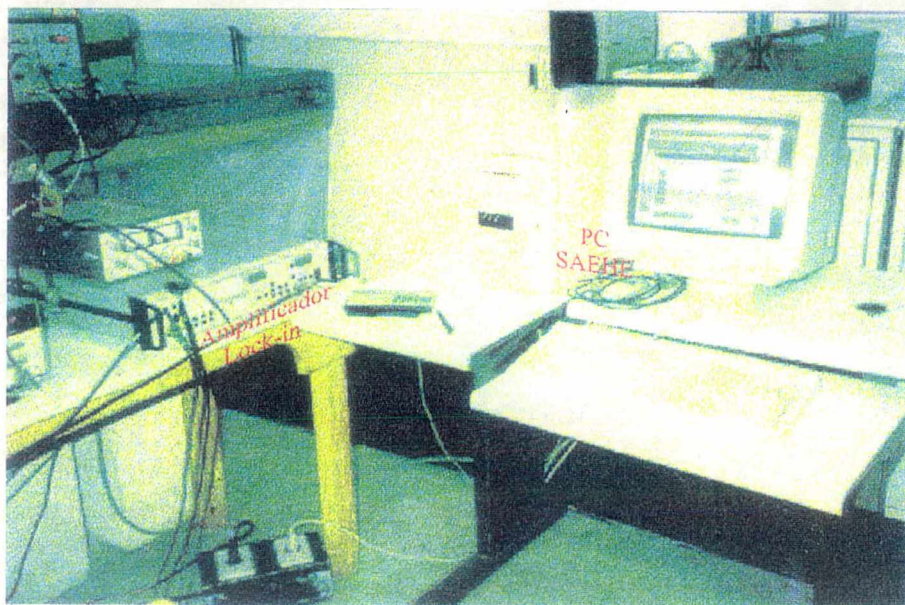


Figura 6.12 Os elementos de comando do Sistema Ativo de Estabilização.

O sensor PMT pode ser visualizado nas fotos da Figura 6.13 e da Figura 6.14, com o detalhe da fonte de alta tensão e a chave seccionadora de tensão. A chave seleciona o resistor que define o valor da tensão de alimentação para o divisor de tensão que alimenta os dinodos do PMT.

Na foto correspondente à câmera CCD (Figura 6.10), pode-se também visualizar o interferômetro simples alternativo, composto por espelhos e um fotodiodo normal, útil em casos em que a intensidade refletida pela superfície não permita obter, desde o PMT, um sinal suficientemente forte para realimentação.

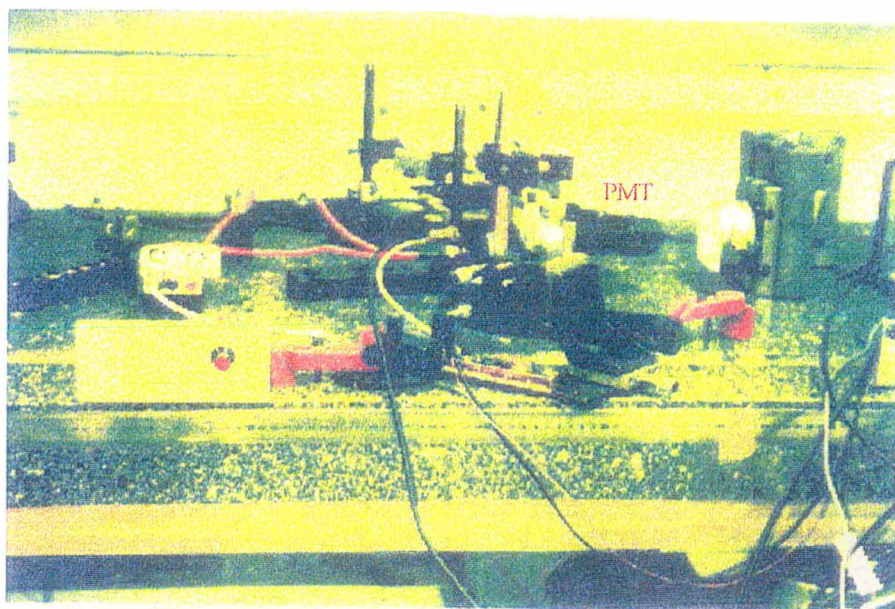


Figura 6.13 O sensor do Sistema Ativo de Estabilização.

O atuador Pzt, em conjunto com a sua unidade controladora UCPzt, são mostrados na foto da Figura 6.15. Nesta mesma figura pode-se também observar elementos adicionais do SAEHE, como o somador, o filtro passa baixa para evitar a indução de frequências indesejáveis, o potenciômetro para obter uma alimentação do dither com a amplitude necessária.

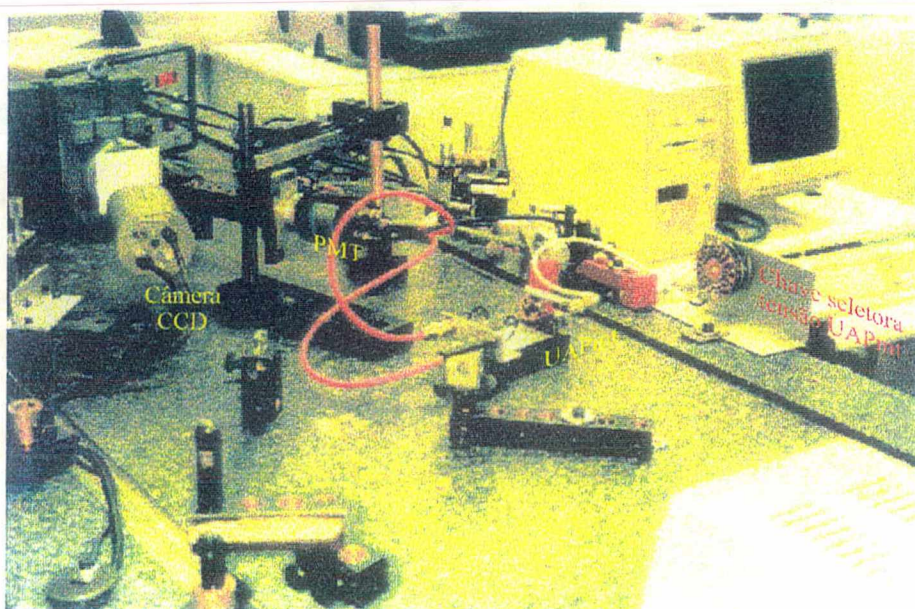


Figura 6.14 O sensor do Sistema Ativo de Estabilização. Vista complementar.

Os demais elementos adicionais do SAEHE, podem-se ser vistos nas fotos da Figura 6.14 e da Figura 6.15. O filtro universal foi regulado para fornecer um filtro passa banda, que minimizasse a participação no sinal do sensor de ruídos e perturbações eletrônicas fora da faixa de f e $2f$. Além disso, podem-se ver a instrumentação de apoio como o analisador de sinais digital ASD, que

permitiu obter as funções de transferência de cada componente do SAEHE, e o osciloscópio digital, que permitiu verificar o posicionamento de cada ponto na função de transferência da interferometria.

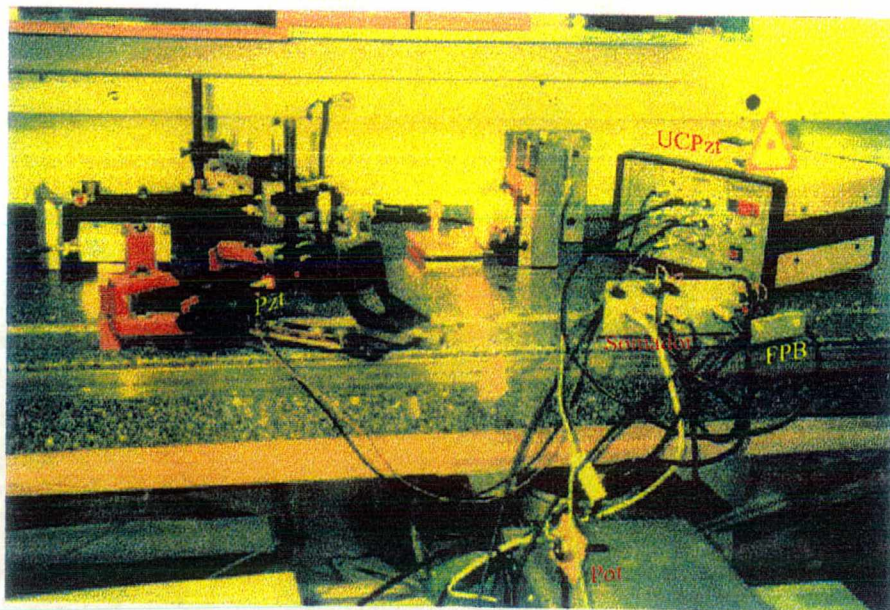


Figura 6.15 O atuador e elementos adicionais do Sistema Ativo de Estabilização.

7 - CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA.

O objetivo da caracterização de todo o sistema, do ponto de vista de controle, é identificar as funções de transferência dos principais elementos, para modelar o sistema, permitindo uma melhor compreensão sobre o seu comportamento e respostas e levantando elementos necessários para otimizar o seu desempenho.

Do ponto de vista da holografia o resultado mais importante é a determinação da função de transferência interferométrica para melhor compreender os efeitos das perturbações sobre parâmetros como o contraste e amplitude de modulação. De posse destas informações é possível melhor caracterizar os efeitos da ação do SAE.

O sistema, na sua representação de blocos simplificada mostra-se na Figura 7.1.

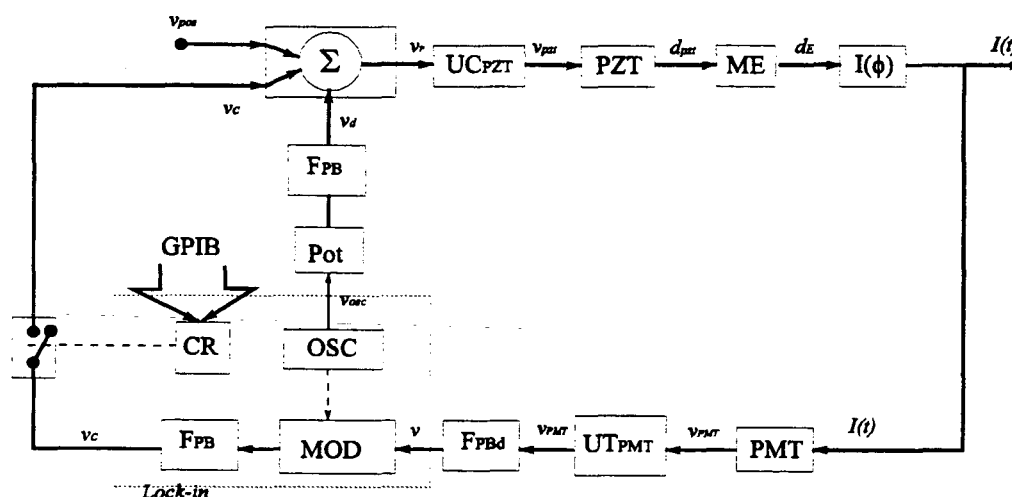


Figura 7.1 Diagrama de blocos simplificado do laço de controle.

Basicamente, os elementos lineares existentes correspondem a:

i) no laço do dither:

- *O potenciômetro*: Tem como função adequar em forma empírica o valor do sinal de oscilação para ser utilizado como dither.
- *O filtro passa baixa*: Como o oscilador não gera uma função senoidal pura, é necessário minimizar os efeitos dos harmônicos, pois em teoria o sinal de frequência $2f$ não deve ser injetado no sistema.

ii) . no laço direto:

- *A unidade controladora do Pzt*: Minimiza a histerese do atuador (Pzt), para níveis insignificantes. Este controlador tem o inconveniente de diminuir a capacidade dinâmica original do Pzt.

- *O mecanismo do espelho*: Transforma o deslocamento do Pzt no deslocamento do espelho que, agindo sobre o feixe refletido do laser, provoca um deslocamento de fase óptico.

iii) . no laço de realimentação.

- *O fotomultiplicador PMT*:
- *A unidade do PMT*:
- *O filtro passa banda , FPBd*:
- *A função de modulação do Lock-in*: Neste caso, deve se considerar como linear a medição da variação da amplitude em f ou $2f$, presente no sinal analisado.

iv) Na setor de controle:

- *O somador*: Como este elemento é de uma dinâmica muito alta considera-se de memória zero.

Dentre as não linearidades, o componente principal corresponde à função de transferencia interferométrica.

7.1 - Identificação em frequência

O comportamento dinâmico de um sistema é modelado, no domínio do tempo, pela equação diferencial que relaciona as variáveis de entrada e saída. Quando um sistema é linear, os coeficientes da equação diferencial são constantes.

Seja a representação de um elemento dinâmico, como o Pzt, dada por:

$$m \cdot \ddot{x}(t) + c \cdot \dot{x}(t) + k \cdot x(t) = f(t) \quad (7.1)$$

É possível, a partir da análise no domínio de Laplace, obter a Função de Transferência que corresponde ao sistema em si, em uma representação de entrada / saída como se mostra na Figura 7.2.

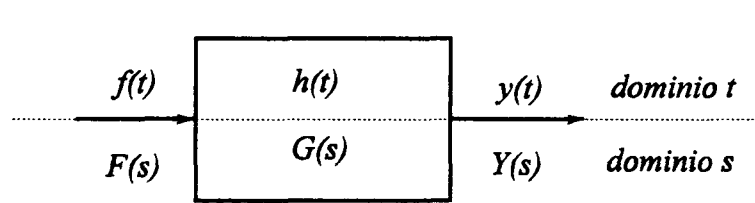


Figura 7.2 Representação, em diagrama de bloco, de um sistema dinâmico nos domínios (t) e (s).

No exemplo da equação (7.1), pelas propriedades da transformada de Laplace, é possível demonstrar a existência de um cociente dado por

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{1}{m \cdot s^2 + c \cdot s + k} \quad (7.2)$$

que no caso de ser $F(s) = 1$ (impulso unitário) a saída é, dada por:

$$Y(s) = G(s) \cdot 1 = \frac{1}{m \cdot s^2 + c \cdot s + k} \cdot 1 \quad (7.3)$$

que seria a resposta pura $Y'(s)$ do sistema, de maneira que isto representaria ao próprio $G(s)$.

Logo, um sistema linear invariante e com seus estados iniciais nulos pode ser conhecido como

$$G(s) = \frac{Y(s)}{F(s)} \quad (7.4)$$

Mais, como é possível passar uma função do domínio de Laplace ao domínio de Fourier, pode-se assegurar que o sistema pode ser modelado por [25]:

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{F(j\omega)} \quad (7.5)$$

sendo que $H(j\omega)$ é a transformação de $G(s)$ ao plano de Fourier (domínio da frequência).

Logo, observando a equação (7.5), pode-se afirmar que se são conhecidas as transformadas de Fourier da entrada e da saída, pode-se obter a Resposta em Frequência $H(j\omega)$ do sistema no plano de Fourier, e aplicando a transformação que leva a $G(s)$, poderia se obter o modelo no domínio de Laplace.

Toda esta análise permite verificar a evidencia analítica do processo apresentado na sequência.

No caso em que o sinal de entrada de um sistema seja senoidal, e sendo este linear, a saída correspondente será também uma função senoidal; escalada em amplitude e deslocada em fase. Com isto é possível obter a função $H(j\omega)$, ao submeter o sistema a entradas com frequências progressivamente maiores.

A representação gráfica desta propriedade é denominada “Diagrama de Bode”. A sua forma típica é mostrada na Figura 7.3.

No diagrama de amplitude da parte superior representa-se o gráfico da relação da amplitude da senoide de saída para a amplitude da senoide de entrada, e no diagrama de fase, a defasagem da senoide de saída com respeito à senoide de entrada.

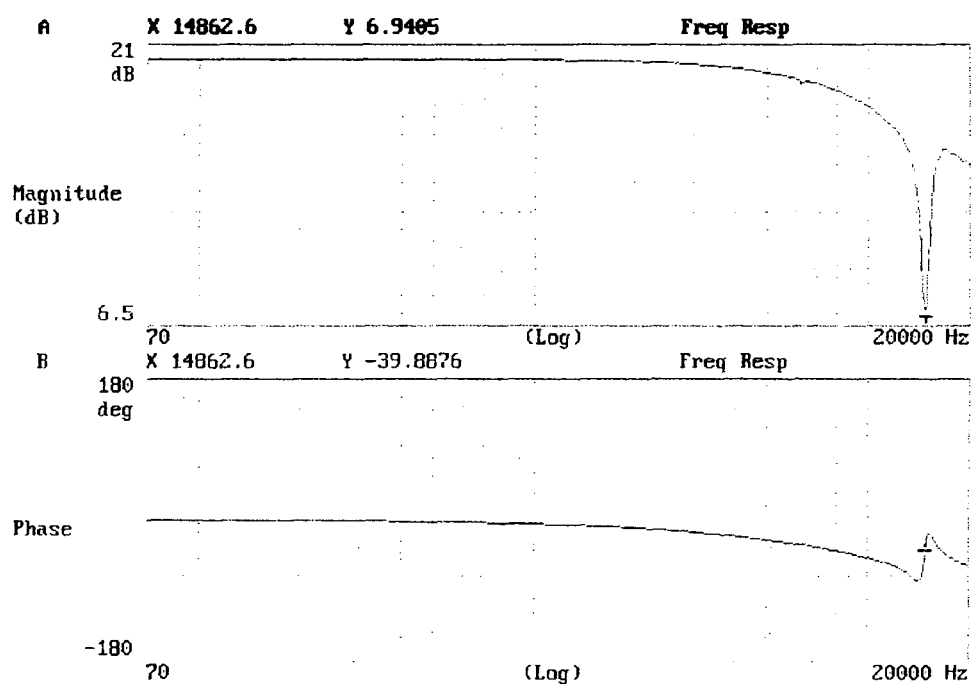


Figura 7.3 Diagrama de Bode experimental da UCPzt, com o Pzt ligado

Presentemente existem instrumentos capazes de efetuar esta análise rapidamente de maneira que são capazes de fornecer uma estimativa da função de transferencia que se aproxime muito da forma obtida experimentalmente.

7.2 - A dinâmica dos componentes

7.2.1 - O Lock-in

O amplificador Lock-in tem a capacidade de trabalhar com diferentes níveis de sensibilidade, isto é, é possível obter diferentes ganhos para as várias faixas de operação, de acordo com a amplitude a ser medida. Os valores fáticos de serem selecionados mostram-se no Quadro 7.1

SENSIBILIDADE	
Valor do Painel	Valor do ganho na Função de Transferencia G
500 mV	20
200 mV	50
100 mV	100
50 mV	200
10 mV	500
5 mV	1000
2 mV	2000
1 mV	5000
500 μ V	10000
200 μ V	20000
100 μ V	50000
50 μ V	100000
20 μ V	200000
10 μ V	500000
5 μ V	1000000
2 μ V	2000000
1 μ V	5000000
500 nV	10000000
200 nV	20000000
100 nV	50000000

Quadro 7.1 Valores de sensibilidade do Amplificador Lock-in para as várias faixas de operação.

Além disso, é possível selecionar diversas constantes de tempo do filtro passa baixas; de acordo à velocidade de resposta desejada. Os valores mostram-se no Quadro 7.2

CONSTANTE DE TEMPO		
Valor do Pannel	$\omega_{PB} [rad/s]$	$\cong f. [Hz]$
100 s	0,01	0,0016
30 s	0,03	0,0048
10 s	0,1	0,016
3 s	0,3	0,048
1 s	1	0,16
300 ms	3	0,48
100 ms	10	1,6
30 ms	30	4,8
10 ms	100	16
3 ms	300	48
1 ms	1000	160

Quadro 7.2 Valores da constante de tempo do filtro passa baixas do Amplificador Lock-in.

De acordo com isto, pelo método descrito na seção 7.1, obteve-se experimentalmente a função de transferencia do Lock-in, como:

$$G(s) = \frac{24 \cdot G \cdot \omega_{PB}}{(s + 680)(s + \omega_{PB})} \quad (7.6)$$

onde G e ω_{PB} correspondem a os valores tabelados no Quadro 7.1e no Quadro 7.2, respetivamente

7.2.2 - O somador

O somador cumpre com a função de somar os sinais do dither v_d , da tensão de posicionamento v_p e da tensão de realimentação v_c .

Como o somador é um elemento eletrônico, ele apresenta um atraso de fase de $-1,7 \text{ mrad}$ quando a frequência é de 10 kHz e de $-0,07 \text{ rad}$ quando a frequência é de 50 kHz ., logo define-se como um sistema de ordem zero com uma função de transferencia de:

$$G_{SOM} = 0,8 \quad (7.7)$$

A metodologia utilizada para este caso também foi a mesma. Foram analisados, pelo método de resposta em frequência, os três ramos do somador, pois os resistores potenciométricos de cada um deles podem apresentar diferença. Mesmo assim, o ganho foi praticamente o mesmo, para as três entradas.

7.2.3 - O caminho do dither

No caminho que comunica a tensão do dither, gerada pelo Lock-in, foi necessário considerar a inclusão de um potenciômetro, cumprindo a função de divisor de tensão, para modificar a amplitude do sinal a ser injetado no sistema. Este potenciômetro apresenta elevada resposta dinâmica, como se esperaria de um elemento desta natureza, sendo que a função de transferencia corresponde a:

$$G_{POT} = 0,108 \quad (7.8)$$

Por outro lado, a tensão senoidal não é pura, mas contém harmônicos de maior ordem, de acordo com a seguinte função identificada experimentalmente:

$$v_{OSC}(t) = 1,42 \cdot \cos(\omega_d \cdot t) + 0,036 \cdot \cos(2 \cdot \omega_d \cdot t) + 0,012 \cdot \cos(3 \cdot \omega_d \cdot t) + \dots \quad (7.9)$$

Isto obrigou a instalar no caminho um filtro passa baixas ativo de quarta ordem, com a seguinte função de transferencia:

$$G_{FPB}(s) = \frac{4,231 \times 10^{14}}{(s^2 + 2260 \cdot s + 6535^2) \cdot (s^2 + 3790 \cdot s + 3740^2)} \quad (7.10)$$

Esta função de transferencia, determinada experimentalmente, teve uma pequena variação em relação aos valores nominais projetados, sendo que na frequência de corte, os coeficientes de amortecimento e o ganho são:

$$\omega_1 = 6535 \text{ rad/s} \quad \rightarrow \quad f_1 = 1040 \text{ Hz}$$

$$\omega_2 = 3740 \text{ rad/s} \quad \rightarrow \quad f_2 = 595 \text{ Hz}$$

$$\xi_1 = 0,173 \quad ; \quad \xi_2 = 0,507$$

$$K = 0.7083$$

Estes valores foram os projetados, pois a frequência do dither foi definida como sendo de 1000 Hz, desta maneira só seria injetado o sinal de frequência fundamental.

7.2.4 - O sensor: O PMT.

O foto-multiplicador utilizado é um elemento rápido, comparado com as demais respostas dinâmicas envolvidas no problema. As suas características temporais são mostradas graficamente na Figura 7.4.

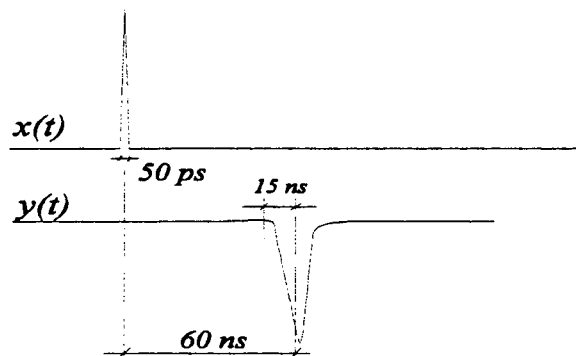


Figura 7.4 Resposta do PMT a um pulso de luz

De acordo com a forma da Figura 7.4, a sua resposta impulsiva é da forma:

$$h_{PMT}(t) = (t - t_a) \cdot \frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} \quad (7.11)$$

onde :

t_a : tempo de trânsito; 60 ns

T : constante de tempo; $T \cong ts/4 \Rightarrow T \cong 4 \text{ ns}$;

A forma do sinal e os valores correspondentes evidenciam que este é um sistema que pode ser considerado de ordem zero quando confrontado com a natureza temporal dos fenômenos envolvidos na holografia eletrônica.

Logo, é necessário identificar o ganho correspondente. Para isto, foi realizado um experimento onde foi utilizado um osciloscópio, de acordo com a montagem experimental da Figura 7.5.

Na disposição utilizada considerou-se um interferômetro simples como o da Figura (6.5), de maneira que as franjas foram projetadas sobre o sensor de um instrumento medidor de intensidade luminosa e do PMT. A saída do PMT foi conectada ao osciloscópio a fim de medir a sua tensão de saída e ao mesmo tempo de observar a sua forma.

Foi injetado no Pzt, um sinal oscilatório de frequência $f_{osc} = 20 \text{ Hz}$, um valor 30 vezes menor que a capacidade do medidor de intensidade luminosa ($f_c = 600 \text{ Hz}$). Este sinal foi injetado na UCPzt, por um instrumento gerador de sinais.

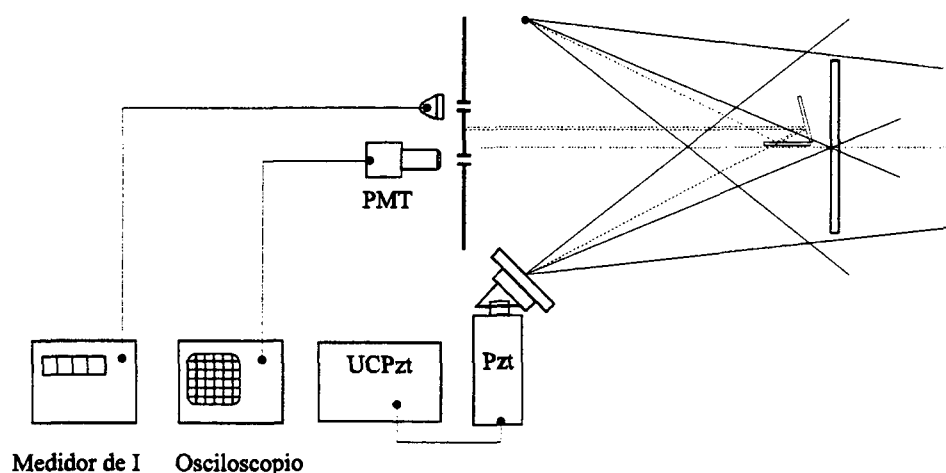


Figura 7.5 Montagem experimental para determinar o ganho do PMT.

Os valores medidos da onda, amplitude no máximo e no mínimo, foram registrados na tabela do Quadro 7.3, para cada um dos sensores.

Nº	Saída Instrumento medidor		Saída PMT	
	$I_{\text{máx}} \times 10^{-6} [\text{W}]$	$I_{\text{mín}} \times 10^{-6} [\text{W}]$	$V_{\text{máx}} [\text{V}]$	$V_{\text{mín}} [\text{V}]$
1	1,147	0,1453	10,77	1,498
2	1,115	0,1503	10,75	1,509
3	1,171	0,1471	10,74	1,527
\bar{x}	1,1443	0,1476	10,75	1,511
		K	9,394	10,237

Quadro 7.3 Resposta comparativa entre o PMT e um instrumento medidor de intensidade luminosa.

Ao considerar o valor médio da leitura do medidor de intensidade e da tensão de saída do PMT, para ambos valores máximo e mínimo, tem-se que o ganho do PMT é:

$$K_{PMT} = (9,8 \pm 0,7) \times 10^6 \frac{V}{W} \quad (7.12)$$

Neste valor está considerado o ganho da unidade de tratamento de sinais do fotomultiplicador, que possui um valor de $G_{UTPMT} = 10 \text{ V/V}$.

É conveniente lembrar que o valor do ganho da amplificação depende da tensão aplicada aos dinodos do fotomultiplicador.

7.2.5 - A interação não linear: Pzt - Interferômetro – PMT.

Para caracterizar o comportamento do atuador piezoelétrico Pzt, utilizando o método de resposta em frequência, foi utilizada a relação de variáveis dada pelo diagrama de blocos da Figura 7.6.

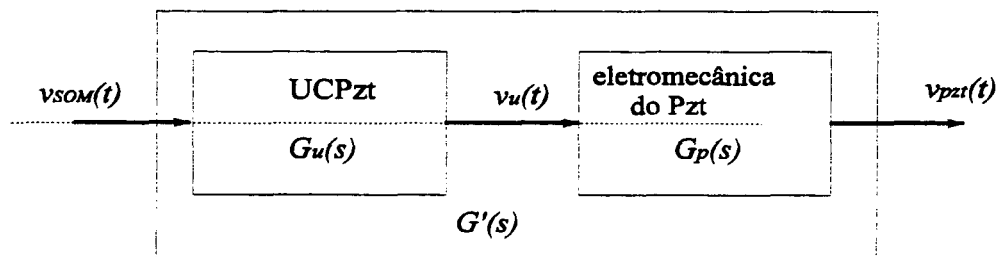


Figura 7.6 Diagrama de blocos entre a UCPzt e a entrada do Pzt.

Ao se identificar a função de transferência da unidade controladora do Pzt UCPzt, obteve-se:

$$G_u(s) = \frac{V_u(s)}{V_{SOM}(s)} = \frac{K \cdot \frac{\omega_p}{\omega_z} (s + \omega_z)}{(s + \omega_p)} \quad (7.13)$$

$$G_u(s) = \frac{1,034 \cdot (s + 803370)}{(s + 81070)} \quad (7.14)$$

com $K = 10,25$. Mas, da função de transferência global, entre v_{pzt} e v_{som} , obteve-se:

$$G'(s) = \frac{39680 \cdot (s^2 + 6545 \cdot s + 98475^2)}{(s + 81070) \cdot (s + 374900) \cdot (s^2 + 12245 \cdot s + 99580^2)} \quad (7.15)$$

com $K = 10,25$.

Logo, pode-se obter a função de transferência eletro-mecânica do piezoelétrico, que relaciona v_{pzt} com v_u , como sendo:

$$G_p(s) = \frac{G'(s)}{G_u(s)} = \frac{383056 \cdot (s^2 + 6545 \cdot s + 98475^2)}{(s + 374900)(s^2 + 6545 \cdot s + 98475^2)} \quad (7.16)$$

com $K = 1$.

Mas, $G'(s)$ é a função de transferencia entre a tensão de entrada UCPzt e a tensão de alimentação do piezoelétrico, faltando a determinação da relação entre o deslocamento e a tensão do piezoelétrico. Deve-se destacar que o piezoelétrico experimenta um deslocamento que não é totalmente transformado em deslocamento de fase, pois a montagem do espelho (E) no atuador piezoelétrico (Pzt) se dá segundo um ângulo de 45° , de acordo com o esquema da Figura 7.7.

Para a determinação do característico de resposta entre v_{pzt} e d_{Pzt} , se fez um experimento de acordo com a montagem simplificada da Figura 7.8.

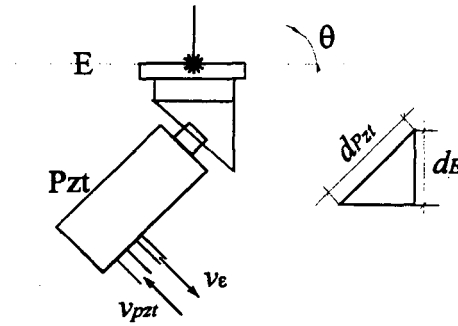


Figura 7.7 Montagem do espelho no Pzt.

O PMT recebe a intensidade dada por:

$$I(\phi) = I_f + I_m \cdot \cos(\phi) \quad (7.17)$$

onde a diferença de fase $\phi = \Delta o (2\pi/\lambda)$, sendo que Δo é a variação do caminho óptico.

Logo, ao considerar a relação geométrica da montagem, pode-se demonstrar que:

$$\Delta o = 2 \cdot k_{pzt} \cdot G_T \cdot \cos(\theta) \cdot v_u = k \cdot v_u \quad (7.18)$$

onde:

k_{pzt} : característico de resposta do piezoelétrico; $k_{pzt} = 0,15 \mu m/V$

G_T : ganho total ($G_{SOM} \cdot G_{Pzt}$) somador: $G_T = 8 V/V$

θ : ângulo entre a normal do espelho e o eixo do Pzt; $\theta = 45^\circ$

Logo, considerando os valores nominais, determina-se que o ganho da montagem é $k^o = 1,697 \mu m/V$. Isto para os fenômenos de baixa frequência.

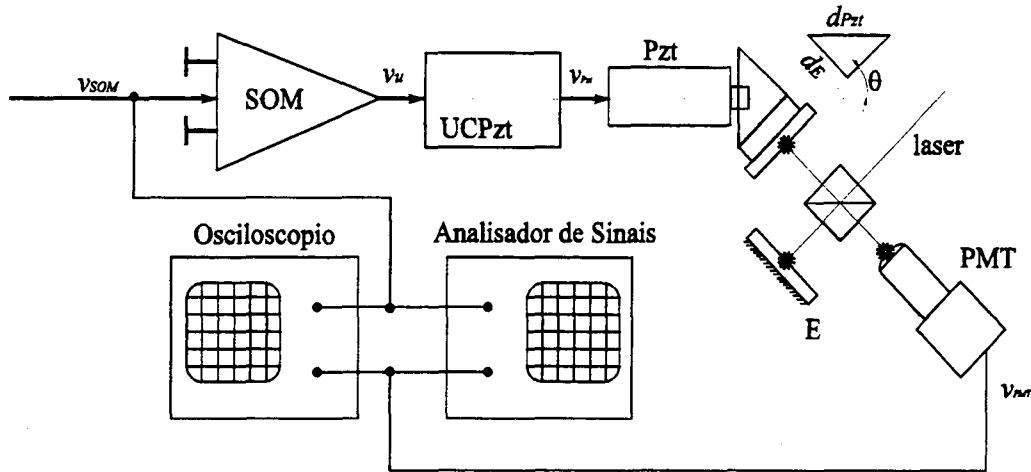


Figura 7.8 Diagrama simplificado para determinar experimentalmente o ganho do Pzt.

Experimentalmente deslocou-se o Pzt, através de v_u , para percorrer cinco comprimentos de onda, repetindo o processo três vezes. Obteve-se que a variação de tensão necessária para percorrer um comprimento de onda, foi de $\Delta V_\lambda = 0,38 \pm 0,02 \text{ mV}$, logo:

$$k^0 = \frac{\lambda}{\Delta V_\lambda} = 1,67 \pm 0,10 \frac{\mu\text{m}}{\text{V}} \quad (7.19)$$

Logo, verifica-se que o valor nominal de k_{Pzt}^0 está considerado dentro da faixa de valores experimentais possíveis.

De acordo com isto, o característico de resposta $k_{\Delta o}^0$, entre a tensão sobre o Pzt v_{Pzt} e a diferença de caminho óptico Δo é:

$$k_{\Delta o}^0 = 2 \cdot k_{Pzt} \cdot \cos(\phi) = 0,206 \frac{\mu\text{m}}{\text{V}} \quad (7.20)$$

Para efetuar esta análise em frequências maiores como a do dither, a equação (7.17) deveria ser rescrita para modelar a saída do PMT como:

$$v_{PMT} = V_{PMT}^0 + V_{PMT}^m \cdot \cos(\phi - \phi_p) \quad (7.21)$$

onde ϕ é a variável de controle e ϕ_p a variável a ser controlada.

Logo:

$$\phi = \phi_E + \phi_m \cdot \cos(\omega_d \cdot t) \quad (7.22)$$

onde:

$$\begin{aligned}\phi_E &= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} k_{\Delta o}^0 \cdot V_{Pzt}^0 \\ \phi_M &= \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} k_{\Delta o}^f \cdot V_{Pzt}^m\end{aligned}\quad (7.23)$$

Analogamente à seção 5.4, a tensão v_{PMT} , teria o comportamento dado por:

$$\begin{aligned}V_{PMT}^{m=0} &= V_{PMT}^0 + V_{PMT}^m \cdot \cos(\phi_E - \phi_p) \left[1 - \left(\frac{\phi_M}{2} \right)^2 \right] \\ V_{PMT}^{\omega=\omega_d} &= V_{PMT}^m \cdot \sin(\phi_E - \phi_p) \\ V_{PMT}^{\omega=2\omega_d} &= V_{PMT}^m \cdot \left(\frac{\phi_M}{2} \right)^2 \cdot \cos(\phi_E - \phi_p)\end{aligned}\quad (7.24)$$

Para efetuar experimentalmente esta identificação o seguinte experimento foi realizado:

No ASD registrou-se a tensão v_{Pzt} de entrada no Pzt e a tensão de saída v_{PMT} , e no osciloscópio, mediu-se $V_{PMT}^{\max} = 6,55 \cdot V$ e $V_{PMT}^{\min} = 1,21 \cdot V$; obtendo para o valor de $V_{PMT}^0 = 3,88 \cdot V$ e para o valor de amplitude $V_{PMT}^f = 2,67 \cdot V$. Estes valores correspondem à amplitude de fundo e de modulação da equação (7.28), respetivamente.

Logo, aplicando o dither, num ponto máximo, para identificar a forma no osciloscópio, com $f_d = 988 \text{ Hz}$, mediram-se em uma serie de oito repetições. Os valores são apresentados na tabela do Quadro 7.4.

v_{Pzt}		v_{PMT}		
V_{Pzt}^0 [V]	V_{Pzt}^m [mV _{RMS}]	$V_{PMT}^{\omega=0}$ [V]	$V_{PMT}^{\omega=\omega_d}$ [V]	$V_{PMT}^{\omega=2\omega_d}$ [mV]
33,728	75,3	3,314	0,309	1,89
33,716	75,2	3,240	0,306	2,14
33,715	75,3	3,013	0,298	2,87
33,714	75,3	3,427	0,312	1,07
33,713	75,1	3,212	0,307	2,29
33,714	75,3	3,283	0,307	1,89
33,713	75,3	3,221	0,305	2,02
33,713	75,3	3,149	0,301	2,34
Xm=33,716	Xm=75,26	Xm=3,232	Xm=0,306	Xm=2,06

Quadro 7.4 Valores das amplitude do v_{Pzt} e do v_{Pmt} , nas frequencias 0, f, 2f,

Do valor meio da segunda coluna $X_m = 75,26 \text{ mV}_{RMS}$, convertendo o valor RMS em valor de pico obtém-se a tensão de frequência f aplicada no Pzt, como sendo $V_{Pzt}^m = 60,30 \pm 0,15 \text{ mV}$

Logo, utilizando o Software MathCad, desenvolvendo o sistemas definido pelas duas ultimas Equações (7.23), obtiveram-se os valores de ϕ_M e $(\phi_E - \phi_p)$, tabelados no Quadro 7.5.

Logo o valor do $\phi_M = 0,1178 \pm 0,0012 \text{ rad}$.

Logo, para o Pzt :

$$k_{\Delta\omega}^f = \frac{\phi_M \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot V_{Pzt}^m} \quad (7.25)$$

$$k_{\Delta\omega}^f = 0,197 \pm 0,002 \frac{\mu m}{V} \quad (7.26)$$

$(\phi_E - \phi_p)$	ϕ_M
1,366	0,118
1,338	0,118
1,253	0,117
1,455	0,118
1,324	0,119
1,365	0,118
1,349	0,117
1,312	0,117
$X_m = 1,345$	$X_m = 0,1178$

Quadro 7.5 Valores calculados em função das amplitudes dos sinais v_{Pzt} e v_{Pmt} ,

No caso da função de transferencia interferométrica da equação (7.17), se teria :

$$I(t) = I_f + I_M \cos[\phi(t)] \quad (7.27)$$

$$I(t) = \frac{1}{G_{PMT}} \left[V_{PMT}^0 + V_{PMT}^m \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot k \cdot v_{Pzt}\right) \right] \quad (7.28)$$

onde os valores $V_{Pzt}^0 = 3,88 \text{ V}$ e $V_{Pzt}^m = 2,67 \text{ V}$

7.2.6 - Resumo da dinâmica

Deixando fora os elementos de “memória zero”, do ponto de vista da menor dinâmica, teríamos:

- *No Lock-in*: Tem-se um polo fixo, com uma frequência de 680 rad/s , o que equivale aproximadamente a 110 Hz , e um polo variável, que no caso da nossa aplicação correspondeu a uma frequência de 10 rad/s ($1,6 \text{ Hz}$, aprox.). Este valor corresponde a constante de tempo do filtro passa baixas.
- *No filtro passa baixas do dither*: A menor frequência natural é de 3740 rad/s (600 Hz aprox.)
- *Unidade controladora do Pzt*: a frequência mais baixa corresponde a 81070 rad/s (12000 Hz aprox.). Neste caso deve se observar que o característico de resposta da montagem Pzt-espelho, se reduz de $k_{\Delta o}^0 = 0,206 \frac{\mu m}{V}$ (baixa frequência) a $k_{\Delta o}^f = 0,197 \frac{\mu m}{V}$ (para a frequência do dither utilizado).

8 - AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ATIVO DE ESTABILIZAÇÃO

A eficiência do SAEHE, no que diz respeito ao cancelamento dos efeitos das perturbações sobre medição com holografia eletrônica, poderia, a princípio, ser monitorada a partir da análise dinâmica dos sinais dos vários módulos do sistema de controle. A velocidade de resposta, os limites em termos de amplitudes e frequências das perturbações limites que o sistema ainda compensa de forma ativa poderiam ser avaliados.

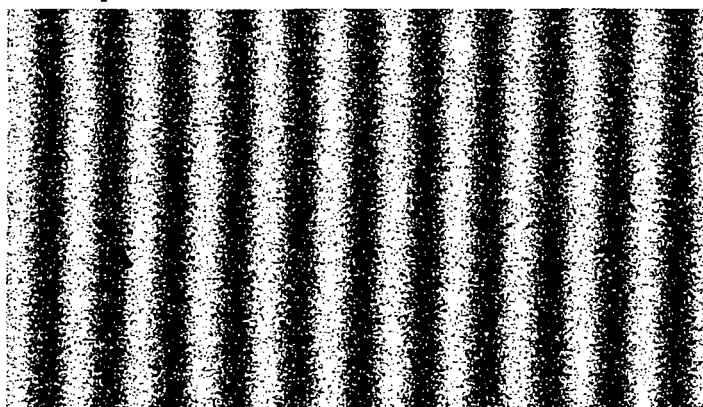


Figura 8.1 Mapa de franjas associadas à rotação de corpo rígido.

Porém, um caminho muito mais natural e perfeitamente legítimo consiste em exprimir de forma quantitativa parâmetros associados a qualidade das imagens obtidas da holografia eletrônica com a operação do sistema na presença de perturbações controladas. Este é o caminho explorado neste trabalho e utilizado como base para estabelecer uma sistemática de avaliação apropriada para sistemas ativos de estabilização. Estes passos certamente poderão ser aplicados em outros tipos de configurações de SAEHE voltados à estabilização de processos interferométricos.

Se na representação digital da imagem de um mapa de fase com formas retas e paralelas, como o da Figura 8.1 for analisado o perfil ao longo de uma linha perpendicular às franjas, o gráfico resultante idealmente apresentaria um formato que melhor se identificaria com uma das quatro configurações apresentadas na figura a seguir:

Nestes gráficos o eixo horizontal representa a posição ao longo da linha onde foi efetuado o corte na imagem e o eixo vertical a intensidade dos pixels correspondentes, sendo o valor máximo de 255 correspondente à uma região totalmente branca na imagem e 0 a uma completamente escura.

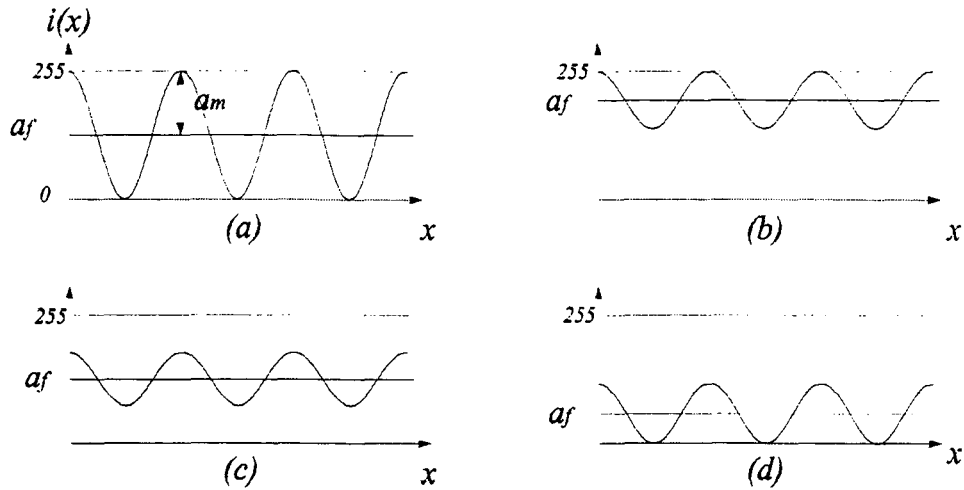


Figura 8.2 Representação digital do perfil de imagens de franjas de interferências com diferentes contrastes.

Na Figura 8.2, de acordo com a teoria de sinais, a configuração mais conveniente é a mostrada na Figura 8.2(a), pois toda a faixa de variação do sinal está sendo utilizada. Nos outros casos isto não acontece.

Cada uma destas situações pode ser associada a diferentes relações entre os parâmetros I_f e I_m , definidos pela equação que modela o fenômeno:

$$i(x) = a_f + a_m \cos[\Delta\phi(x)] \quad (8.1)$$

onde:

- a_f : amplitude de fundo,
- a_m : amplitude de modulação,
- $\Delta\phi(x)$: diferença de fase; *rad*

Aqui tem-se:

- na Figura 8.2(a) $a_f \equiv 127$ e $a_m \equiv a_f$; com $a_{\max} \equiv 255$ e $a_{\min} \equiv 0$
- na Figura 8.2(b) a_f e a_m tem valores intermediários, com $a_{\max} \equiv 255$
- na Figura 8.2(c) $a_f \equiv 127$ e $a_m < 127$ de tal forma que $a_{\max} < 255$
- na Figura 8.2(d) a_f e a_m tem valores intermediários, com $a_{\min} \equiv 0$

A qualidade visual das franjas representadas nesta figura pode ser associada ao parâmetro denominado contraste. O contraste pode ser definido por:

$$C = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{a_{\max} + a_{\min}} \quad (8.2)$$

Nota-se que o valor do contraste varia entre 0 e 1. Franjas com excelente contraste, isto é, nítida

diferença entre as franjas escuras e claras, apresentam valores próximos da unidade. O contraste também pode ser expresso em termos da intensidade de fundo e de modulação. Note que $a_{\max} = a_f + a_m$ e $a_{\min} = a_f - a_m$. Se estes valores forem substituídos na equação (8.1), é fácil observar que o contraste pode ser diretamente estimado por: a_m/a_f .

Nas Figura 8.2(a) e Figura 8.2(d) o contraste possui um valor de $C = 1$, enquanto que nas Figura 8.2(b) e Figura 8.2(c), $C < 1$.

Num caso geral, é possível calcular a amplitude de modulação (I_m) através do método do deslocamento de fase levando em conta as equações (5.25)

$$\begin{aligned} I_{3\pi/2} - I_{\pi/2} &= 2 \cdot I_m \cdot \sin(\phi) \\ I_0 - I_{\pi} &= 2 \cdot I_m \cdot \cos(\phi) \end{aligned} \quad (5.25)$$

que combinadas levam a:

$$I_m = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{(I_{3\pi/2} - I_{\pi/2})^2 + (I_0 - I_{\pi})^2} \quad (8.3)$$

logo, conhecendo o valor das intensidades ,para cada posicionamento de fase em quatro passos, é possível determinar a amplitude de modulação I_m . É fácil observar que a intensidade de fundo I_f pode ser calculada a partir da média das quatro imagens obtidas para os passos defasados de 90°.

Do ponto de vista da holografia eletrônica, duas funções do SAEHE proposto neste trabalho são de grande importância e devem ser consideradas para avaliar a qualidade do sistema obtido: a) A capacidade do sistema manter estáveis as imagens de franjas ao vivo, produzidas pela subtração de uma imagem de referencia com uma que está sendo adquirida sistematicamente e mostrada no monitor a diferenca entre elas e b) a diferenca de 90 graus entre cada um dos deslocamentos dos quatro passos gerados pelo sistema.

8.1 - Indicadores de desempenho da Holografia Eletrônica

8.1.1 - O Contraste.

Em condições ambientais completamente estáveis os valores do contraste e da amplitude de modulação, obtidos para cada ponto da imagem, são maximizados. Na presença de perturbações ou instabilidades, em função da movimentação das franjas durante o tempo de integração do CCD, as franjas tendem a apresentar um aspecto “borrado”, com perda de definição em função da superposição de regiões claras com escuras da imagem. Em termos quantitativos este efeito provoca redução do contraste. Assumindo que na condição de funcionamento perfeito o SAEHE deve manter as franjas completamente imóveis, a redução do

contraste pode ser usada como um indicador da qualidade de funcionamento do SAEHE.

Uma técnica é proposta neste trabalho para avaliar o desempenho do SAEHE através do contraste sem a necessidade de aplicar os quatro passos de deslocamento de fase. Para tal é necessário gerar um padrão de franjas ao vivo retas, paralelas e equiespaçadas, por exemplo como as provocadas por rotação pura de uma superfície plana, com o vetor de giro paralelo ao vetor da superfície, na presença de dupla iluminação. Ao ser analisada uma seção transversal obtida em uma linha perpendicular às franjas, a figura resultante se aproximaria de uma das formas da figura 8.1, a menos de forte ruído sobre a imagem.

Como já visto, para uma forma de onda teoricamente perfeita é possível calcular:

$$\begin{aligned} a_f &= \frac{a_{máx} + a_{mín}}{2} \\ a_m &= \frac{a_{máx} - a_{mín}}{2} \end{aligned} \quad (8.4)$$

e substituindo a equação (8.4), na equação (8.2), tem-se finalmente o contraste:

$$C = \frac{a_m}{a_f} \quad (8.5)$$

Na prática, para as franjas de holografia eletrônica, este caminho é inviável em função da forte componente do ruído sobre a imagem. Os valores de $a_{máx}$ e $a_{mín}$ seriam fortemente afetados por valores locais distorcidos pelo ruído e não representariam as características associadas a a_m e a_f .

Alternativamente a_m e a_f podem ser estimados a partir do espectro de Fourier da equação (8.2). Se um número inteiros de períodos (n) for considerado, dois valores se destacariam no espectro de Fourier: o valor dc (frequência zero), associado ao valor de a_f , e o valor na frequência n , associada à amplitude da onda, definida pelo a_m .

Em consequência é possível obter um indicador equivalente de C , tal que :

$$C' = \frac{A_n}{A_0} \quad (8.6)$$

onde A_0 é o valor correspondente ao coeficiente de frequência nula, que fornece a informação do fundo, enquanto A_n corresponde ao módulo do valor do coeficiente da serie de Fourier, ao se aplicar a FFT (transformada rápida de Fourier), dado por:

$$A_n = \sqrt{\text{Re}_n^2 + \text{Im}_n^2} \quad (8.7)$$

onde:

Re_n^2 : valor real do resultado da FFT para a frequência n

Im_n^2 : valor imaginário do resultado da FFT para a frequência n

Em termos práticos, sobre a imagem das franjas ao vivo do padrão de franjas retas e paralelas é extraído ao longo de uma linha reta perpendicular às franjas um sinal cujo gráfico é similar ao da figura 8.1. O tamanho da linha é selecionado de forma a compreender um número inteiro de períodos. O espectro de frequências é calculado para os dados extraídos ao longo desta linha por um algoritmo tipo “chip Z” que, embora menos eficiente que a FFT, funciona bem para qualquer número par de pontos.

8.1.2 - Amplitude de modulação.

Como a holografia eletrônica trabalha com imagens de speckles, em que a intensidade e fase de cada um deles é aleatória, quando se adquire uma imagem, tem-se para cada ponto uma lei de comportamento dada pela equação (8.1), sendo que os valores de I_f e I_m e a fase inicial são aleatórios, isto é, variam de forma completamente imprevisível de speckle para speckle. Para a imagem das franjas ao vivo, resultantes da diferença entre a condição inicial e a final a variação da fase ($\Delta\phi$) é governada pela mecânica de meios contínuos, cujas variações espaciais são geralmente funções suaves.

Quando são capturadas as quatro imagens desfasadas entre si de $\pi/2$ (equação (5.25)) e processadas de acordo com a equação (8.3), a imagem resultante mostra a distribuição na tela da amplitude de modulação de cada ponto. Representam-se a amplitude de modulação como tons de cinza numa escala em que 0 é atribuído aos pontos sem modulação e 255 aos pontos com modulação máxima. Os valores individuais não são muito representativos, mas o tratamento estatístico de uma grande quantidade de pontos pode dar uma série de informações significativas. Logo, ao selecionar-se uma área retangular desta imagem, é possível obter um histograma da frequência existente de cada nível cinza (valores entre 0 e 255); obtendo uma distribuição como a da Figura 8.3, que representa a distribuição das amplitudes de modulação na área selecionada.

Como o histograma é feito sobre uma área, tem-se uma distribuição variada, pois, na mesma superfície e nas mesmas condições de iluminação, existem speckles que

modulam muito, assim como pontos quase insensíveis às modificações da fase.

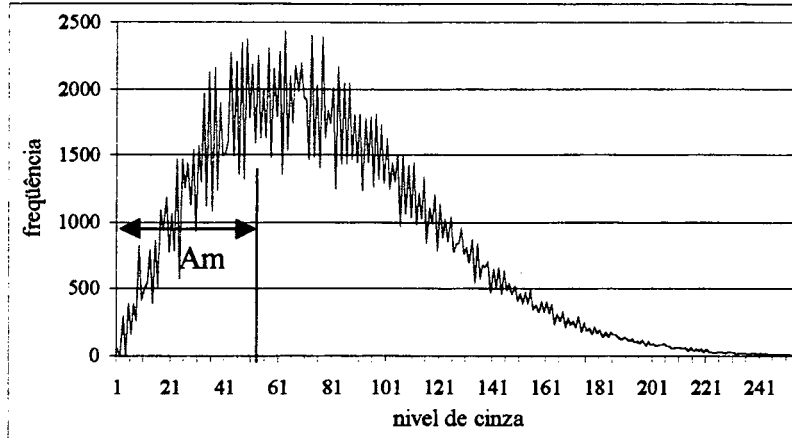


Figura 8.3 Histograma da distribuição das amplitudes de modulação em uma área retangular.

Se for considerado o primeiro momento de área do histograma, e calculado o centróide da área sob o gráfico, é possível estabelecer um indicador da qualidade da modulação da imagem.

Do equilíbrio de momento de área, que especifica que o efeito global da área total F_T do histograma tem que ser o mesmo que a superposição dos efeitos parciais, logo tem-se:

$$F_T \cdot \bar{Am} = \sum_{i=0}^{250} (f_i \cdot Am_i) \quad (8.8)$$

onde:

\bar{Am} : posição do centróide da área F_T

Am_i : i-ésima amplitude de modulação.

f_i : frequência da Am_i

como:

$$F_T = \sum_{i=0}^{250} f_i \quad (8.9)$$

tem-se que:

$$\bar{Am} = \frac{\sum_{i=0}^{250} (f_i \cdot Am_i)}{\sum_{i=0}^{250} f_i} \quad (8.10)$$

Cabe ressaltar que as somatórias das equações anteriores ao invés de chegarem até 255, elas finalizam em 250. Isto acontece porque a imagem capturada contém

alguns pontos saturados por excesso de luz, o que eleva artificialmente o valor do coeficiente de modulação para níveis muito próximos a 255, o que distorce o resultado.

No caso da amplitude de modulação, o efeito da perturbação se manifesta de uma maneira especial: A câmera CCD funciona, discriminando a intensidade através da acumulação de cargas elétricas em um período de integração estabelecido pela sua constante de tempo. Se nesse período existem flutuações da intensidade, pela perturbação na fase, o valor resultante é obtido como o valor médio das intensidades que incidem sobre o sensor durante o período de integração, reduzindo o valor da amplitude de modulação. Logo, o valor da posição do centróide no histograma da amplitude de modulação é um parâmetro importante no processo de avaliação do comportamento do SAEHE

8.1.3 - Fase das franjas ao vivo

Para monitorar a estabilidade do SAEHE ao longo do tempo e para medir a diferença de fase entre cada um dos pontos de estabilização do SAEHE (idealmente 90°), foi implementado um algoritmo capaz de medir o ângulo de fase associado às mesmas franjas retas, paralelas e equiespaçadas usadas para medir o contraste. Seja o mesmo sinal obtido para calcular o contraste, extraído ao longo de uma linha reta e perpendicular às franjas, e compreendendo um número inteiro (n) de franjas. As amplitudes em seno e em cosseno, calculadas para a frequência “ n ”, são usadas para estimar o ângulo de fase a partir do arcotangente da razão entre as amplitudes do seno e do cosseno, isto é: $\Delta\phi = \text{atan}(A_{n \text{ sen}} / A_{n \text{ cos}})$, onde $\Delta\phi$ representa o ângulo de fase associado às franjas retas e paralelas e, portanto, associadas à própria fase sendo estabilizada; $A_{n \text{ sen}}$ representa a amplitude em seno associado à frequência “ n ” e $A_{n \text{ cos}}$ representa a amplitude em cosseno associada à mesma frequência “ n ”.

8.2 - Metodologia de Avaliação do Desempenho de um SAEHE

É possível estabelecer uma metodologia relativamente genérica para o processo de avaliação do desempenho de Sistemas Ativos de Estabilização SAEHE usados para estabilizar processos interferométricos.

8.2.1 - Procedimento geral

A Figura 8.4 apresenta o fluxograma dos principais blocos da metodologia desenvolvida neste trabalho.

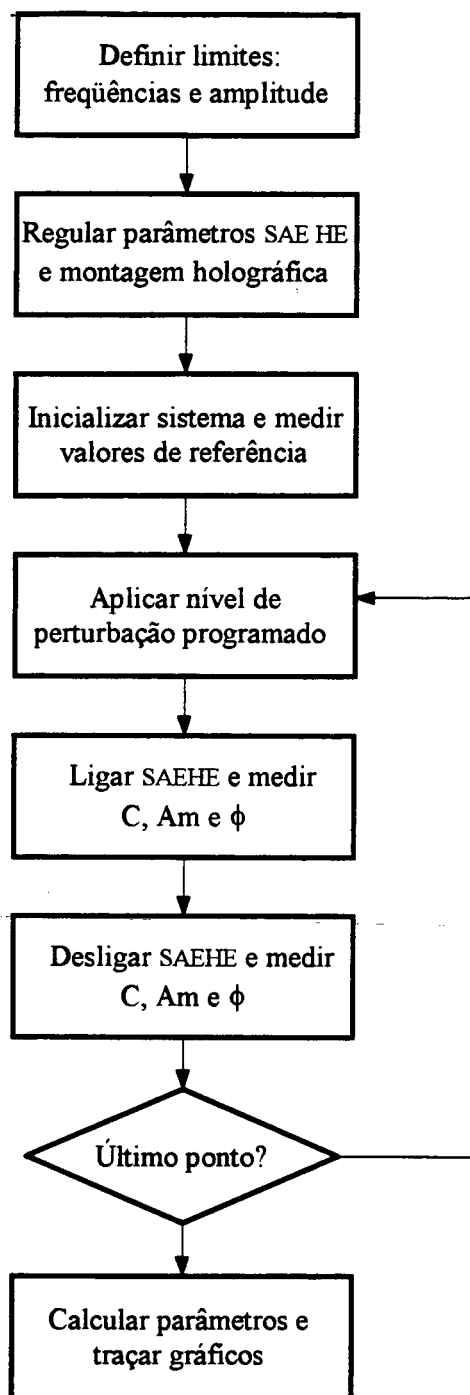


Figura 8.4 Esquema geral da metodologia de avaliação do desempenho de SAEHE

Inicialmente os limites da região de interesse no espaço frequência x amplitude da perturbação são definidos, bem como o número dos pontos a ensaiar. A montagem holográfica é devidamente alinhada e balanceada e os parâmetros do SAEHE são regulados para otimizar seu desempenho para as condições da montagem holográfica. O sistema é inicializado: a posição das linhas e áreas de amostragem são definidas, o corpo de prova é rotacionado para

gerar franjas retas e paralelas, amplitude de modulação e ângulo de fase. O sistema que simula a perturbação é ativado para atuar na frequência e amplitude programada. O contraste, a amplitude de modulação e a fase são medidos para cada uma das posições de travamento do sistema. Estes dois últimos passos são repetidos até que o último ponto programado seja ensaiado. Ao término, vários parâmetros associados ao desempenho do sistema são obtidos e representados graficamente na forma de curvas de nível ou representações 3D tendo como variáveis independentes a frequência e amplitude da perturbação.

8.2.2 - Definição dos limites do ensaio

A metodologia proposta inicia com a definição dos limites no espaço frequência x amplitude dentro dos quais o SAEHE será avaliado. Esta decisão deve ser tomada com base nas características dinâmicas do ambiente onde o sistema de medição com holografia será usado, respeitando os níveis esperados ou experimentalmente determinados. Esta macro-tarefa se mostra no diagrama de fluxo da Figura 8.5

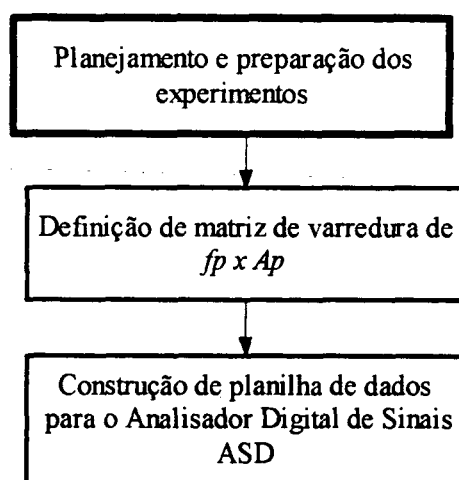


Figura 8.5 Planejamento e preparação dos ensaios.

O planejamento dos experimentos deverá resultar em dois elementos básicos:

- definição da matriz de varredura de perturbações, isto é, definir a seqüência e os pontos no espaço amplitude x frequência da perturbação em que vai-se aplicar cada perturbação de interesse,
- construção de uma planilha de registro dos dados a obter com o analisador digital de sinais ASD, uma vez que este instrumento permite obter o valor da amplitude de cada componente em frequência de um sinal elétrico.

8.2.3 - Regulagem dos parâmetros do SAEHE e da montagem holográfica

Antes de iniciar a avaliação do SAEHE é conveniente que o conjunto SAEHE/sistema de medição com holografia estejam devidamente regulados, isto é, operando em condições ótimas quando se considera as peculiaridades da montagem utilizada e as condições ambientais.

8.2.3.1. Montagem holográfica

A homogeneidade da iluminação da superfície da peça a medir deve ser otimizada, a diferença entre os caminhos ópticos percorridos por cada um dos braços do interferômetro deve ser minimizada, a abertura óptica e ganho eletrônico da câmera devem ser otimizados para as condições do ensaio. A superfície a medir e o sistema de aplicação da rotação devem ser checados.

8.2.3.2. Parâmetros operacionais do SAEHE

Os parâmetros operacionais do Lock-in, sua importância e seus efeitos são:

Constante de tempo: Este valor define a característica dinâmica do filtro passa baixas interno do Lock-in. Seu valor define quanto das componentes do espectro de frequências do sinal de entrada ao Lock-in, aparecem no sinal de saída (sinal de controle). Define a capacidade dinâmica do SAEHE.

Ganhos $G_{270/90}$ e $G_{0/180}$: Estes valores correspondem à sensibilidade que deve possuir o Lock-in para discriminar o sinal de interesse. Sua importância é grande pois definem o valor do ganho do controlador. Consideram-se dois valores pois as amplitudes em cada ponto de estabilização são diferentes para um mesmo nível de amplitude de perturbação.

Fase F_{270} , F_{90} , F_0 , F_{180} : Estes valores correspondem ao valor da diferença de fase entre o dither, como elemento de oscilação de entrada no modulador do Lock-in e cada sinal de entrada (função do valor dc do dither) na função de transferência interferométrica. Eles definem, no momento de ativar o SAEHE, se o sistema vai estabilizar num ponto de inflexão positivo (270°) ou num ponto negativo (90°), assim como num máximo (0°) ou num mínimo (180°).

Uma vez obtidos os parâmetros do SAEHE, são aplicados no dither e atualizados num arquivo de setup do Lock-in, que permite ao programa de controle, comandar, via computador, a função de estabilização.

8.2.3.3. Amplitude e frequência do dither

Pelo fato do SAEHE ser um sistema real, exposto a limitações e imperfeições dos vários módulos que o compõem, o seu comportamento dinâmico pode se modificar em função das frequências nas quais opera. Este fato limita a faixa de valores conveniente para a frequência e amplitude do dither. Como as características dinâmicas do sistema são baixas, especialmente a do Lock-in, pela constante de tempo do FPB interno, verificou-se experimentalmente que valores de frequência em torno de 1 kHz dão um bons resultados.

Valores elevados para a amplitude do dither dão origem a um sinal de erro bem definido, com ótima relação sinal/ruído. Entretanto, em função da rápida movimentação das franjas durante o período de integração do CCD, o contraste e a amplitude de modulação são fortemente reduzidos, levando a condições desfavoráveis de medição com holografia. Por outro lado, baixas amplitudes do dither são apropriados para as medições com holografia, mas a relação sinal/ruído do sinal de erro do SAEHE é muito desfavorável. Deve-se, portanto, buscar uma condição intermediária.

Para determinar os valores mais convenientes da amplitude do dither propõe-se um ensaio simples para avaliar o efeito da amplitude do dither sobre o contraste e a amplitude de modulação, quando a frequência do dither é mantida fixa em 1 kHz.

Os resultados dos ensaios realizados com o SAEHE construído são apresentados nos gráficos da Figura 8.6.

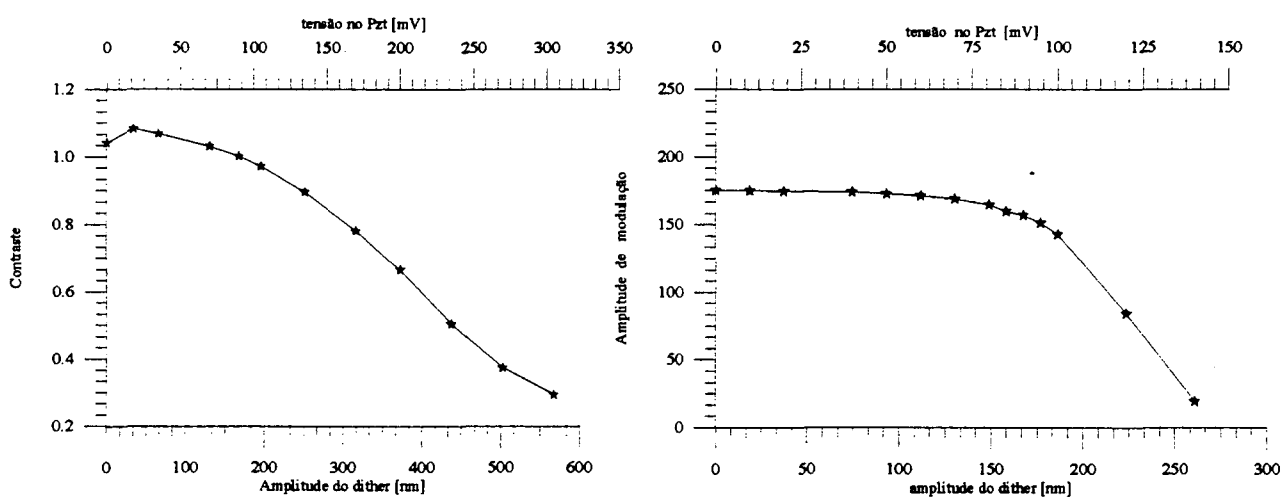


Figura 8.6 Variações do contraste e da amplitude de modulação em função da amplitude do dither para frequência de 1 kHz.

A superposição destes dois gráficos é mostrada na Figura 8.7. De acordo com os resultados, o valor mais conveniente para a amplitude do dither, é $Am_d = 75 \text{ nm}$, o que corresponde a um valor aproximado de $\lambda/8$. O valor de tensão a aplicar ao Pzt, para obter dito deslocamento é $v_{pzt} = 40 \text{ mV}$. Nestes níveis a relação sinal/ruído do SAEHE é satisfatória e a redução do contraste e da amplitude de modulação é pouco significativa.

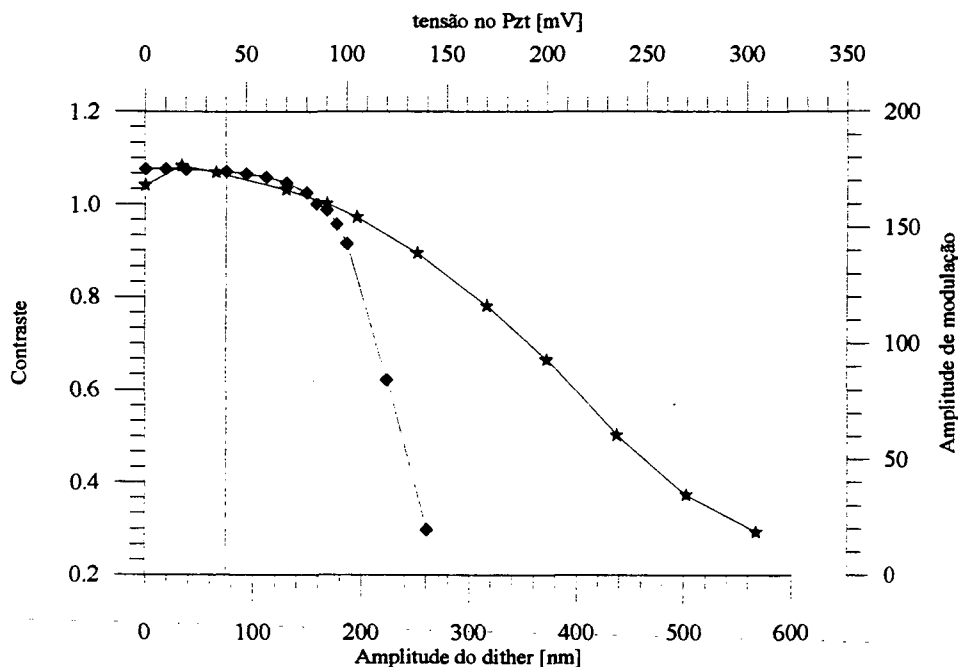


Figura 8.7 Determinação do nível ótimo da amplitude do sinal dither para a frequência 1 kHz

8.2.4 - Inicialização do sistema

Antes de iniciar a aplicação das perturbações controladas é necessário efetuar alguns preparativos e inicializações. Depois do sistema regulado, uma imagem de referência deve ser adquirida com a superfície do corpo de prova na condição inicial e em condições estáveis. Em seguida, uma pequena rotação deve ser aplicada sobre a superfície do corpo de prova para gerar cerca de seis a doze franjas retas, paralelas e equiespaçadas sobre a imagem. A janela onde os histogramas de amplitude de modulação serão calculados deverão ser definidas, bem como a posição e comprimento das linhas perpendiculares às franjas geradas onde os dados serão amostrados para calcular o contraste e a fase.

8.2.5 - Aplicação dos níveis de perturbação programados

Seguindo o planejado, os valores de amplitude e frequência previstos para a perturbação simulada devem ser aplicados.

8.2.6 - Medição do contraste, fase e amplitude de modulação para cada ponto de estabilização com o SAEHE desligado

As medições efetuadas quando as perturbações estão presentes e o SAEHE não está ativado refletem os efeitos das perturbações na sua plenitude sobre a montagem holográfica. Os valores do contraste e da amplitude de modulação serão posteriormente comparados com os valores obtidos com o SAEHE ativado para as mesmas condições das perturbações simuladas. O valor da variação ao longo do tempo da fase associada ao mapa de franjas é um indicativo do quanto este parâmetro varia, seja em função da perturbação aplicada ou seja espontaneamente em função das correntes de ar e outras fontes naturais de instabilidade.

Adicionalmente as características de alguns sinais elétricos podem ser usadas para apontar as condições sobre as quais o sistema está submetido.

O sinal do osciloscópio, junto com o resultado do espectro de Fourier, definem a localização do dither na função de transferencia interferométrica, pois a forma da onda do sinal de saída do PMT, mais os valores das amplitudes em f e $2f$ do espectro, permitem a sua verificação.

8.2.7 - Medição do contraste, fase e amplitude de modulação para cada ponto de estabilização com o SAEHE ligado

As medições efetuadas nestas condições, quando comparadas com as efetuadas com o SAEHE desativado, indicam os efeitos da ação do SAEHE sobre a montagem holográfica. Na hipótese de um funcionamento perfeito do SAEHE, os valores do contraste e da amplitude de modulação devem se aproximar dos valores de referência obtidos por ocasião da inicialização do sistema (sem perturbações). Caso o SAEHE seja completamente ineficiente para o nível as perturbações aplicadas, o valor destes parâmetros deverão ser muito próximos dos obtidos quando o SAEHE estava desativado. A razão entre estes parâmetros obtidos com o SAEHE ligado pelos obtidos com o SAEHE desligado pode ser usada para estimar uma “taxa de atenuação” do SAEHE, como será detalhado na sequência.

Neste caso, o apoio da informação adicional do sinal, permite verificar tanto o posicionamento, quanto o efeito do SAEHE.

Todos estes parâmetros podem ser medidos para cada um dos pontos

de estabilização do sistema, isto é, a 0° , 90° , 180° e 270° , e para cada uma destas condições os respectivos coeficientes de eficiência podem ser obtidos.

A fase associada às franjas retas e paralelas devem ser medidas ao longo do tempo com o SAEHE ativo e sintonizado em cada um dos pontos de estabilização do sistema para avaliar a eficácia deste em cada uma destas condições. As diferenças de fase obtidas quando o sistema é sintonizado em cada um destes pontos de estabilização pode também ser avaliada.

8.2.8 - Cálculo de parâmetros e gráficos

8.2.8.1. Parâmetros quantitativos

Os resultados do funcionamento do sistema ativo de estabilização podem ser expressos através de alguns parâmetros associados às próprias quantidades medidas. Adicionalmente, novos parâmetros adimensionais, obtidos a partir de combinações dos primeiros, são convenientes para efetuar análise comparativa de forma mais uniforme em várias regiões do espaço frequência x amplitude da perturbação. A seguir são apresentados os principais parâmetros numéricos:

- a) Amplitude da perturbação medida no fotodetector: O espectro de Fourier do sinal de saída apresenta as amplitudes em f_p e seus harmônicos. O registro do seu valor é o indicador de quanto a perturbação está induzida no sinal. Este valor é registrado na planilha ;
- b) Contraste das franjas ao vivo: Este parâmetro se verifica pela observação do valor de contraste fornecido na tela, pelo programa “mcf.exe”, que corresponde ao algoritmo já apresentado. Estes valores são registrados em arquivo gerado pelo “mcf.exe” juntamente com dados do ponto ensaiado no espaço frequência x amplitude perturbadora;
- c) Fase das franjas ao vivo: Análogo ao contraste, o programa “mcf.exe” mostra o valor da fase na tela do computador da estação holográfica, sendo que sua determinação é feita no processamento posterior do arquivo.
- d) Amplitude de modulação: A determinação deste parâmetro requer a aplicação do método dos quatro passos, para obter o mapa de fase sob o qual é determinado o histograma como o mostrado na Figura 8.3 e em processamento posterior, é determinado o indicador do centróide de área como representante médio da amplitude de modulação.
- e) Taxa de atenuação do SAEHE: este parâmetro adimensional pode ser calculado a partir das seguintes combinações de parâmetros:

- Pela razão entre a amplitude da perturbação medida pelo fotodiodo com o SAEHE ativado e o mesmo parâmetro medido com o SAEHE desativado para cada nível da perturbação;
- Pela razão entre o contraste das franjas ao vivo medido com o SAEHE desativado e o mesmo parâmetro medido com o SAEHE ativado para cada nível da perturbação;
- Pela razão entre a amplitude de modulação medida com o SAEHE desativado e o mesmo parâmetro medido com o SAEHE ativado para cada nível da perturbação;

Note que a taxa de atenuação reflete o quanto da perturbação original ainda permanece no sistema depois que o SAEHE tenha sido ativado. O desempenho do SAEHE será tanto melhor quanto menor for a taxa de atenuação. Taxas de atenuação próximas da unidade indicam que o SAEHE é praticamente ineficaz para as condições da perturbação.

8.2.8.2. Gráficos no espaço amplitude x frequência

Os parâmetros apresentados no item anterior devem ser obtidos para cada ponto ensaiado do espaço frequência x amplitude da perturbação. Este conjunto de dados deve ser usado para representar de forma gráfica o desempenho do SAEHE dentro do espaço frequência x amplitude da perturbação. Com é este um espaço bidimensional, o parâmetro medido faz parte de uma superfície que pode ser representada por um gráfico 3D ou na forma de curvas de nível. Desta forma torna-se muito clara a delimitação do domínio dentro do espaço frequência x amplitude da perturbação dentro do qual o SAEHE apresenta desempenho dentro de certos níveis considerados satisfatórios. As características das perturbações no ambiente no qual o SAEHE deve operar devem estar contidas dentro deste domínio.

Pode ser conveniente apresentar diferentes gráficos para cada um dos pontos de estabilização do SAEHE, isto é, a 0° , 90° , 180° e 270° , como forma de caracterizar o desempenho do SAEHE em cada uma destas condições.

Exemplos deste tipo de resultado se mostram nas Figuras 8.10 a 8.19

8.2.8.3. Gráficos temporais

A forma como os parâmetros apresentados anteriormente se comportam ao longo do tempo para as mesmas condições da perturbação externa pode ser representada na forma de gráficos temporais. Gráficos para o SAEHE ativado ou desativado ou em cada um dos pontos de estabilização podem acrescentar informações importantes sobre o desempenho do sistema.

Na Figura 8.8, tem-se a apresentação gráfica dos valores registrados do contraste, a Figura 8.9 mostra a forma da variável fase. Estes gráficos mostram os quatro pontos de estabilização, assim com os períodos em que o SAEHE esta desligado.

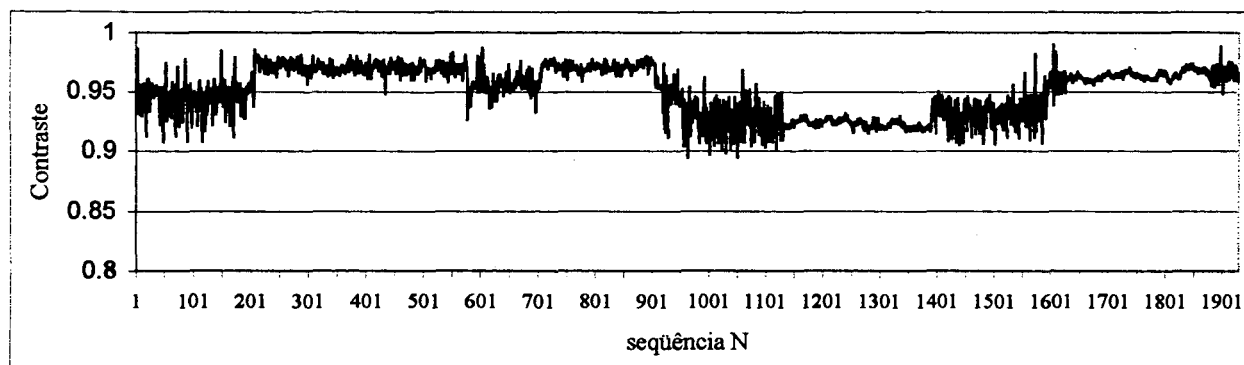


Figura 8.8 Contraste das franjas ao vivo.

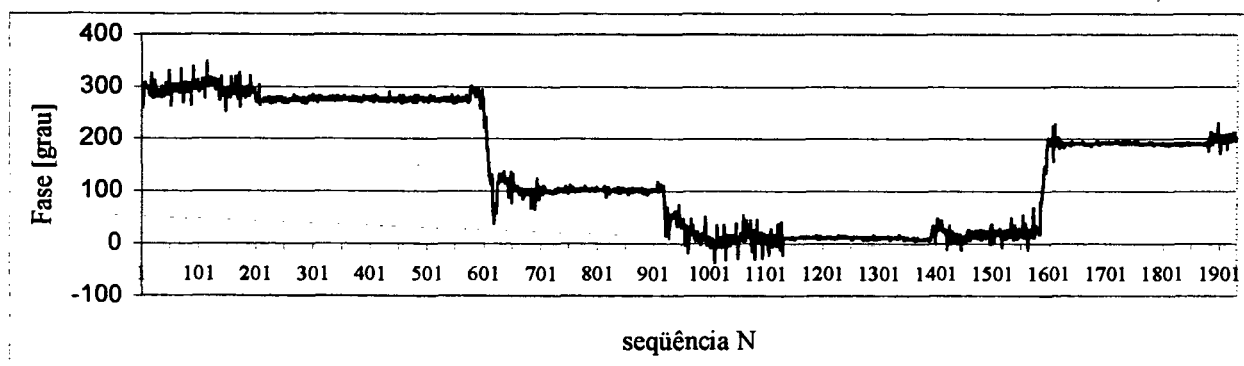


Figura 8.9 Fase das franjas ao vivo.

Neste gráfico pode-se observar os níveis das variações da fase, nos quatro pontos de estabilização assim como nos períodos sem controle.

Estes dois gráficos correspondem ao arquivo relacionado a uma perturbação com $f_p = 5,5 \text{ Hz}$ e $A_p = 160 \text{ nm}$.

8.3 - Ensaios realizados

8.3.1 - Descrição dos ensaios.

Os experimentos realizados envolveram a utilização de duas disposições, definidas pelo tipo de laser, em combinação com o tipo de sensor utilizado. O primeiro foi realizado com o laser de Ar e o PMT, sendo que o segundo foi realizado com laser de He-Ne. Neste último, pelo sinal da intensidade, trabalhou-se com o sensor de realimentação constituído por um detetor normal e o interferômetro de franjas, apresentado no item 6.1.2. Em

ambos casos, se iluminou a superfície de uma placa plana, dotada com um mecanismo de rotação para gerar o deslocamento que permite gerar franjas equiespaçadas e paralelas.

Nestas montagens experimentais foram feito dois tipos de ensaios: (a) aqueles baseados nas franjas ao vivo como a amplitude de perturbação, contraste e fase e (b) ensaios baseados no método do deslocamento de quatro passos, no caso da determinação da amplitude de modulação e o valor da diferença de fase média.

Cabe destacar que em ambos tipos de ensaios foram posicionados nos pontos de estabilização na mesma ordem em que os programas da estação holográfica operam: Para isto, primeiro se localizou o ponto 270° , logo de se fazer as medições e registros, pulou-se à posição 90° , logo a 0° e por ultimo o 180° .

8.3.2 - Resultados obtidos.

Na etapa de determinação de parâmetros e traçado de gráficos, obtiveram-se os seguintes resultados

8.3.2.1. Amplitude de perturbação.

Na Figura 8.10, mostra-se o resultado da medição nos pontos de inflexão da amplitude transmitida pela oscilação perturbadora de frequência f_p variável. Esta medição foi obtida, pelo registro da amplitude na f_p no espectro de Fourier do ASD. As condições ambientais as mais estáveis possíveis, permitem monitorar e manter o dither posicionado nos pontos correspondentes, o que é verificado pela forma da onda no osciloscópio.

Na Figura 8.11, apresentasse os resultados do efeito do SAEHE no ponto de inflexão em 270° . Pode-se visualizar como a superfície da Figura 8.10 sofre uma distorção por causa do SAEHE.

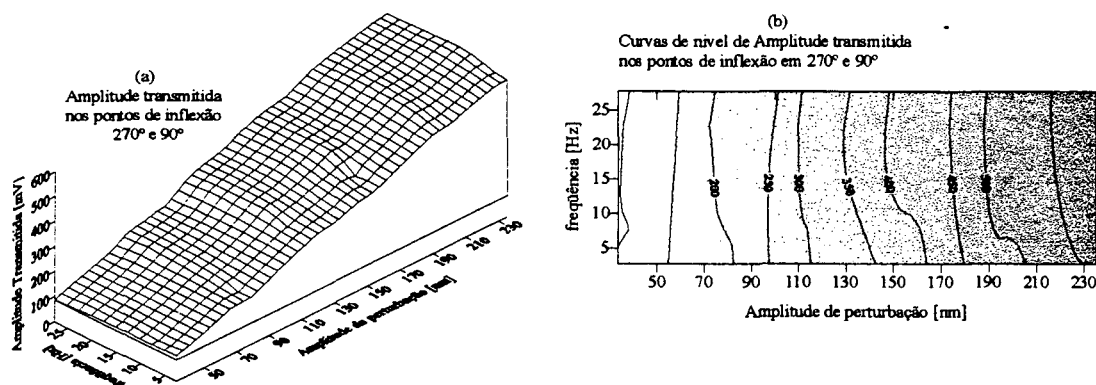


Figura 8.10 Gráfico 3D e curvas de nível da amplitude transmitida em 270° e 90°

Os valores foram medidos com o SAEHE ligado e registrado o valor da amplitude de perturbação através do ASD em cada ponto da matriz do espaço de perturbação.

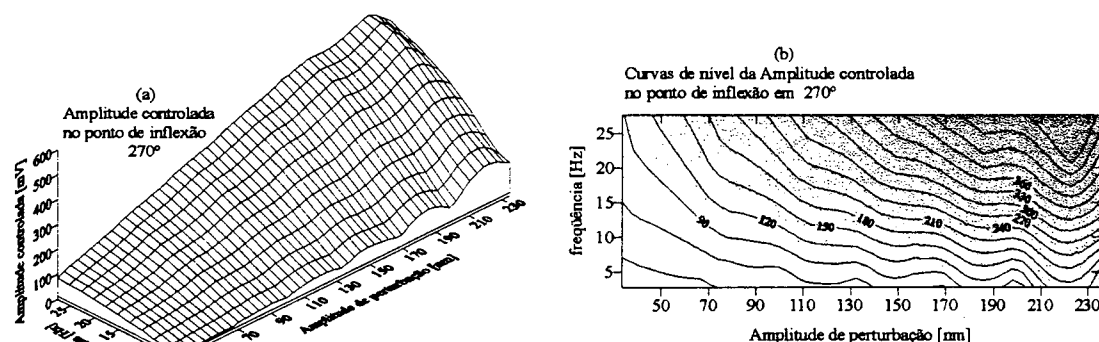


Figura 8.11 Gráfico 3D e curvas de nível da amplitude controlada em 270°.

Ao analisar os resultados no ponto de inflexão em 90°, que se apresentam na Figura 8.12, do ponto de vista gráfico, o comportamento é praticamente o mesmo do ponto em 270°.

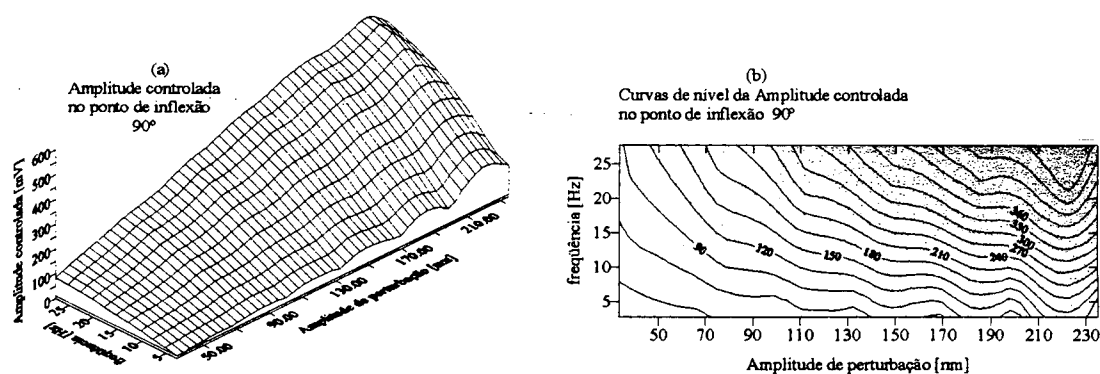


Figura 8.12 Gráfico 3D e curvas de nível da amplitude controlada em 90°

Os valores correspondentes à amplitude transmitida nos pontos de máximo em 0° e de mínimo em 180°, são apresentados na Figura 8.13. As irregularidades na forma da superfície são realçadas em função da escala adotada e por existir um grande fator de amplificação quando o sinal perturbador se desloca levemente do ponto de aplicação, seja 0° ou 180°, gerando variações do fenômeno a medir.

A diferença dos pontos de inflexão o eixo das ordenadas apresenta uma escala menor, pelo nível da amplitude transmitida nestes pontos.

De forma análoga, os resultados gráficos da amplitude controlada pelo SAEHE no ponto de máximo em 0°, se mostram na Figura 8.14.

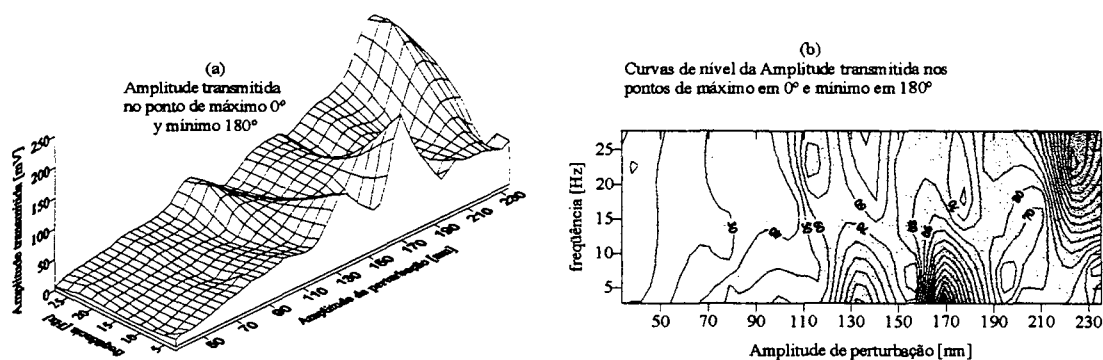


Figura 8.13 Gráfico 3D e curvas de nível da amplitude transmitida em 0° e 180° .

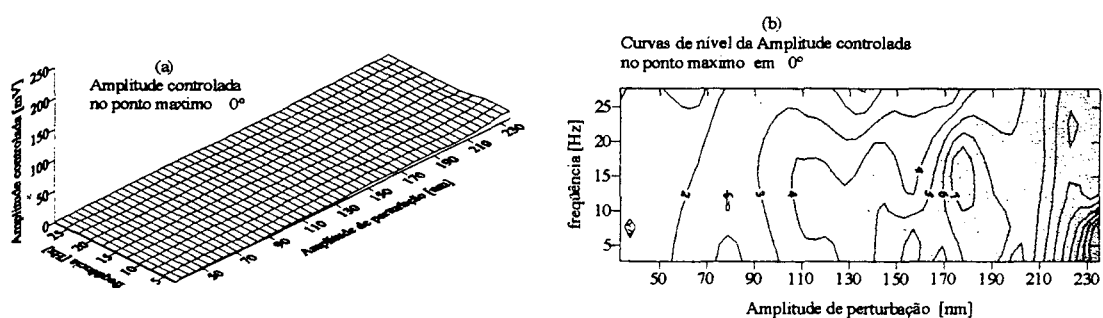


Figura 8.14 Gráfico 3D e curvas de nível da amplitude controlada em 0° .

Na Figura 8.15, são apresentados os resultados gráficos da amplitude controlada no ponto mínimo de 180° .

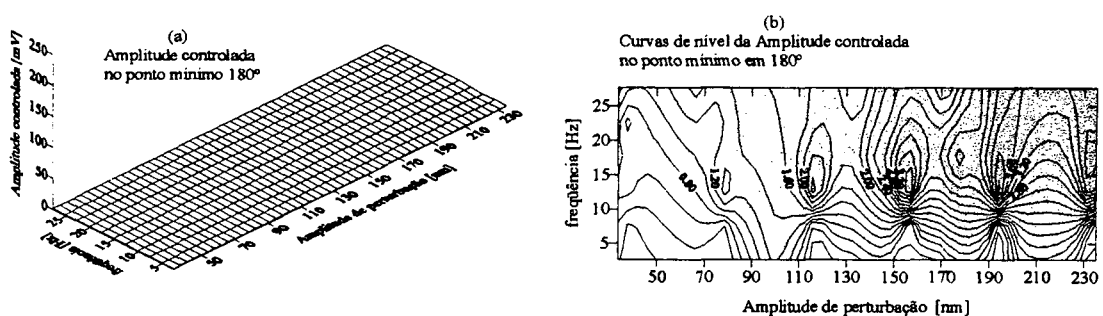


Figura 8.15 Gráfica 3D e curvas de nível da amplitude controlada em 180° .

8.3.2.2. O contraste das franjas ao vivo

Apesar de apoiado por uma formulação analítica clara, os resultados associados ao contraste das franjas ao vivo não foram bons.

Em função do tempo disponível para a realização deste trabalho e da infra-estrutura existente na época, principalmente no que diz respeito à velocidade

da placa de processamento de sinais e limitações do sistema computacional, não foi possível desenvolver uma forma alternativa para avaliar este indicador.

8.3.2.3. A fase das franjas ao vivo.

Considerando a malha do espaço de perturbação, foram registrados os arquivos para cada ponto de perturbação programado, como o mostrado no gráfico da Figura 8.9. Destes arquivos, em cada região de controle ($270^\circ, 90^\circ, 0^\circ$ e 180°), foi determinado o valor médio do ângulo na região e seu desvio padrão. Com estes dados preencheu-se uma planilha eletrônica, levando em conta que a fase é uma função restrita a $-180^\circ \leq \phi \leq +180^\circ$, e determinou-se o salto de fase gerado entre as posições de aquisição ($270^\circ - 90^\circ$, $90^\circ - 0^\circ$ e $0^\circ - 180^\circ$) mostrados na tabela do Quadro 8.1. Também determinou-se o salto de fase gerado entre os níveis, isto é, $0^\circ - 90^\circ$, $90^\circ - 180^\circ$, $180^\circ - 270^\circ$, valores que se mostram na tabela do Quadro 8.2.

Salto de fase entre aquisições					
$270^\circ - 90^\circ$		$90^\circ - 0^\circ$		$0^\circ - 180^\circ$	
$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg	$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg	$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg
186	6,2	88	5,3	181	7,3

Quadro 8.1 Salto de fase entre passos de estabilização

O valor do salto $0^\circ - 90^\circ$, evidentemente é o mesmo em ambas tabelas.

Salto de fase entre níveis					
$0^\circ - 90^\circ$		$90^\circ - 180^\circ$		$180^\circ - 270^\circ$	
$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg	$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg	$\bar{\phi}$ deg	σ_ϕ deg
88	5,3	91	7,8	93	6,9

Quadro 8.2 Valores de salto de fase, entre passos.

8.3.2.4. Amplitude de modulação.

Para os resultados neste parâmetro, os pontos considerados do espaço de perturbações foram alternados, obtendo uma quantidade menor de pontos nos mesmos limites do espaço total.

Na Figura 8.16, apresenta-se a situação que se tem quando a montagem holográfica foi submetida ao espectro de perturbações. Os resultados são apresentados em forma 3D como em curvas de nível.

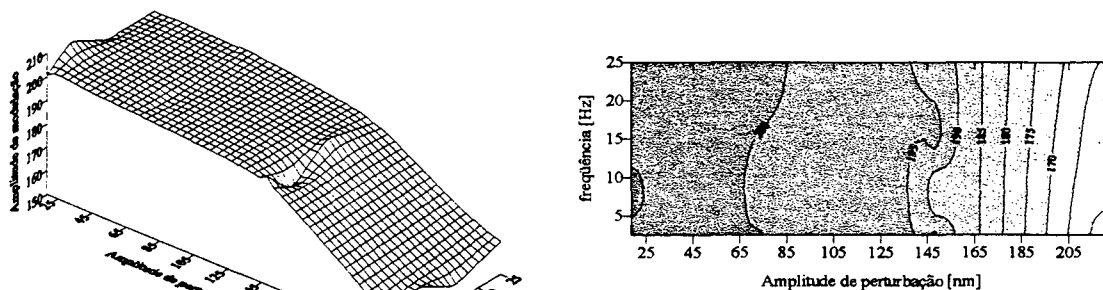


Figura 8.16 Amplitude de modulação da montagem holográfica, sob perturbações.

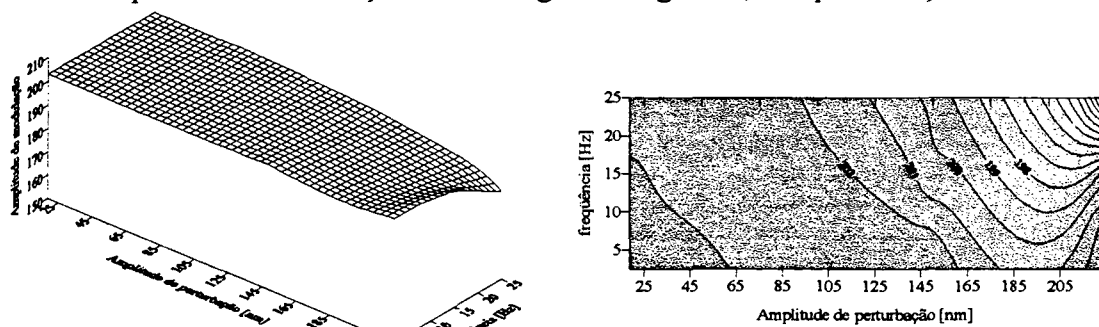


Figura 8.17 Amplitude de modulação da montagem holográfica, com SAEHE ligado.

Em contrapartida, na Figura 8.17, são mostrados os resultados quando o SAEHE é ativado.

8.3.2.5. Taxa de atenuação.

Na aplicação da metodologia ao SAEHE desenvolvido, utilizou-se o indicador de *taxa de atenuação* como sendo a razão entre a amplitude controlada sobre a amplitude transmitida. Os resultados para os pontos de inflexão em 270° e 90° , se mostram na Figura 8.18 e na Figura 8.19, respectivamente.

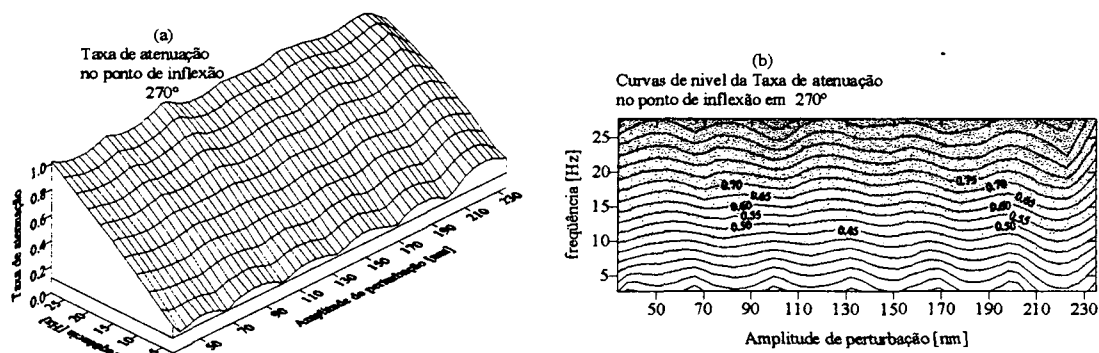


Figura 8.18 Gráfica 3D e curvas de nível da taxa de atenuação em 270° .

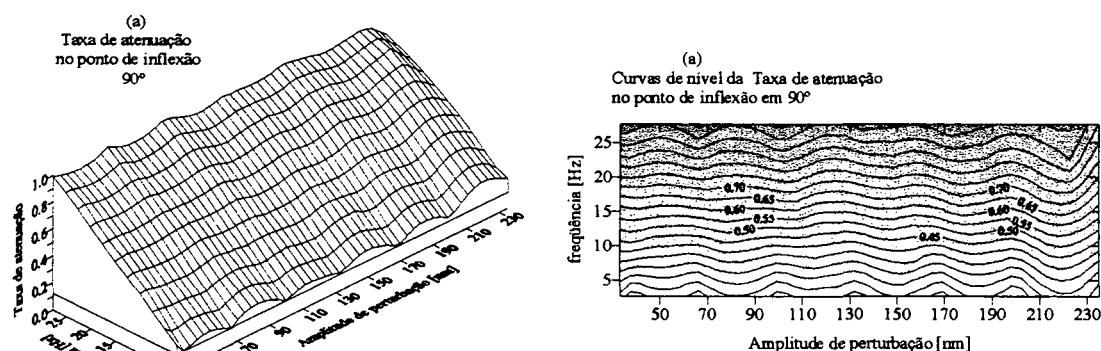


Figura 8.19 Gráfica 3D e curvas de nível da taxa de atenuação em 90°

Das curvas de nível dos pontos de inflexão pode-se observar uma certa relação linear entre a taxa de atenuação e a frequência. No caso dos pontos de máximo 0° e do mínimo 180° , o comportamento é diferente pois além de ser irregular, só pode observar que não existe um comportamento preferencial enquanto a os eixos de frequência e amplitude de perturbação.

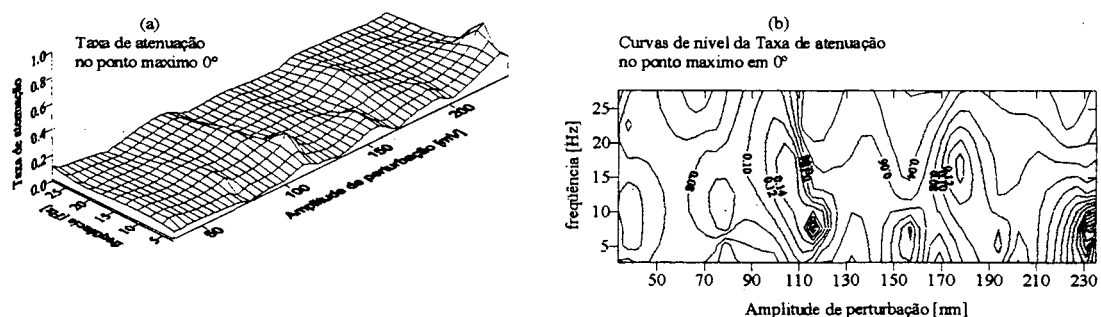


Figura 8.20 Gráfica 3D e curvas de nível da amplitude controlada em 180° .

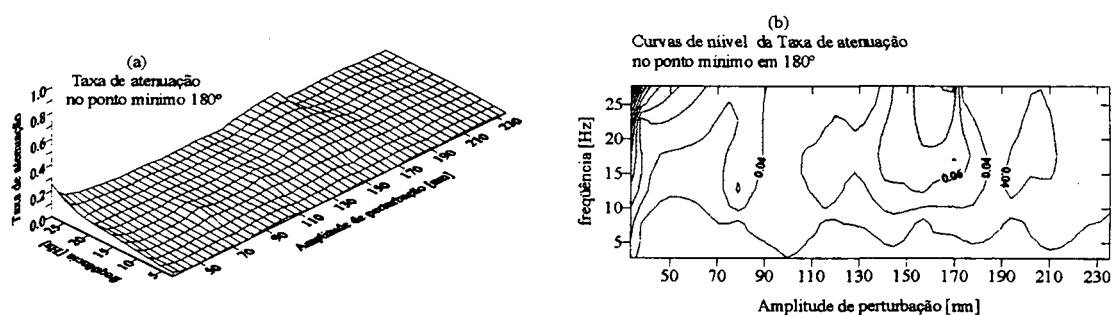


Figura 8.21 Gráfica 3D e curvas de nível da taxa de atenuação em 180° .

O melhor resultado obtido pode ser observado nos gráficos do ponto de mínimo em 180° , pois na taxa de atenuação, na sua representação de curvas de nível [Figura 8.21(b)] pode-se observar tanto na planicidade como nos valores da curva de nível.

8.3.2.6. Resultados em imagem.

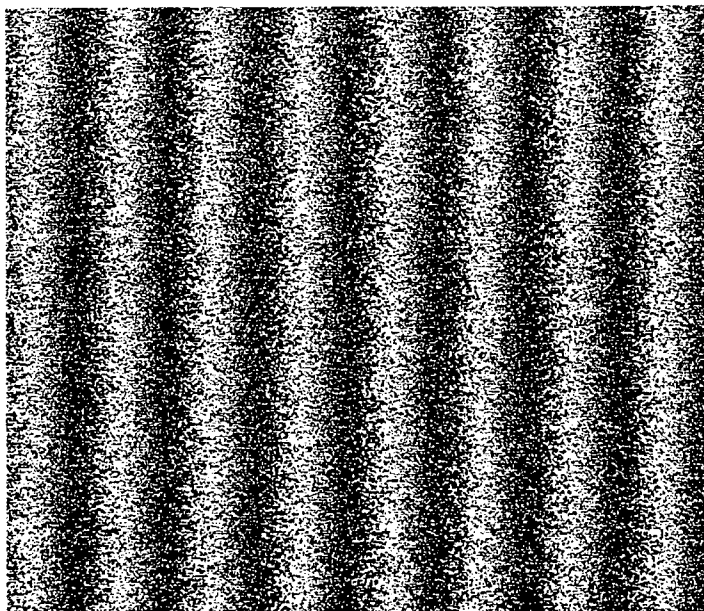


Figura 8.22 Mapa de fase do deslocamento de corpo rígido, com SAEHE desativado.

A parte qualitativa mais indicadora do resultado da aplicação do SAEHE corresponde à visualização do produto do processamento de imagens, na parte experimental: o mapa de fase.

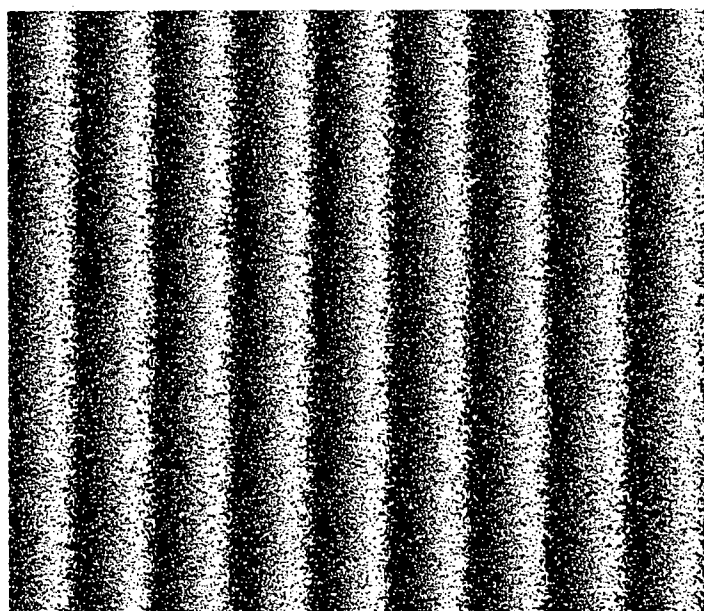


Figura 8.23 Mapa de fase de deslocamento de corpo rígido, com SAEHE ativado.

9 - DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Neste capítulo são discutidas algumas considerações sobre o desempenho do Sistema Ativo de Estabilização (SAEHE), do ponto de vista da holografia eletrônica e de controle, bem como aspectos operacionais e algumas características e limitações dos métodos utilizados e recomendados.

9.1 - Considerações do ponto de vista da holografia eletrônica.

Como apresenta-se uma metodologia para avaliar o SAEHE, os pontos considerados nesta discussão estão focados nos parâmetros e indicadores já estabelecidos.

9.1.1 - Análise do dither

De acordo com os resultados, nos níveis adotados para o sinal do dither $\omega_d = 1000 \text{ Hz}$ e $A_{m_d} = 75 \text{ nm}$, o contraste das franjas ao vivo, bem como a amplitude de modulação, praticamente não foram afetados, pois as respectivas curvas na região de interesse são praticamente planas e horizontais.

9.1.2 - Amplitude da perturbação.

Para esta análise, consideram-se dois aspetos:

Amplitude de perturbação:

Com esperado, o funcionamento do SAEHE é fortemente dependente da amplitude e frequência da perturbação. Para valores mais elevados da amplitude e frequência, torna-se mais difícil o controle para o SAEHE e manter a imagem fixa. Esta característica pode ser verificada facilmente nos pontos de inflexão 90° , e 270° , nos gráficos 3D das Figuras 8.11(a) e 8.12(a).

No caso do ponto do máximo 0° , verifica-se levemente dito comportamento, sendo que no ponto do mínimo 180° , é mais difícil observá-lo pois a diferença comparativa no controle em relação aos pontos de inflexão é considerável, pode-se afirmar que a capacidade neste ponto é muito além. Esta diferença no comportamento justifica-se pois nos pontos de inflexão é realimentado a amplitude do segundo harmônico dado por

$I_0 \left(\frac{\psi_r}{2} \right)^2 \cos^2(\psi_c)$ que é um valor bem menor do que a amplitude do primeiro harmônico

$I_0 \cdot \psi_r \cos(\psi_c)$ (ver equação 5.28). Visualmente, pode-se compreender nas Figuras 5.9(a) e 5.9(c). Uma amplitude de perturbação dada na fase de $I(\phi)$ gera uma variação muito pequena do

segundo harmônico. Se a mesma amplitude de perturbação é aplicada no caso das Figuras 5.9(b) e 5.9(d) o efeito na amplitude do primeiro harmônico é bem maior. Isto faz com que a relação Sinal/ruído permita que o comportamento do SAEHE seja muito melhor nos pontos máximo e mínimo do que nos pontos de inflexão. Uma das características importantes associadas ao ponto mínimo é o nível dc que possui este sinal, pois é muito baixo, pela natureza da posição na função de transferencia interferométrica.

Taxa de atenuação:

Da análise das superfícies da taxa de atenuação representadas nas Figuras 8.18 e 8.19, tem-se que tanto para o ponto de estabilização 270°, como 90°, a influencia da amplitude de perturbação é praticamente nula, isto é a proporção controlada sob a transmitida depende principalmente da frequência. Logo, pode-se dizer que a relação entre a Taxa de atenuação Ta e a frequência é:

$$\begin{aligned} 0,15 &\leq Ta \leq 1,0 \\ 2,5Hz &\leq f_{pert} \leq 25Hz \end{aligned}$$

Pelo paralelismo das linhas em relação ao eixo da amplitude de perturbação, Figuras 8.18(b) e 8.19(b), é possível assegurar que existe uma relação quase linear entre a taxa de atenuação a frequência.

No ponto de estabilização a 0° (ver Figura 8.20(b)), correspondendo ao máximo da função de transferencia interferométrica, pode-se apreciar um leve comportamento proporcional em relação à amplitude de perturbação, não mostrando uma dependência com a frequência. Mesmo assim, pode-se assegurar que o comportamento do SAEHE está contido entre dois planos definidos como:

$$Ta_I = 0,04 \text{ e } Ta_{II} = 0,2$$

Analogamente no caso do ponto 180° (ver Figura 8.21(b)), mínimo da função de transferencia interferométrica, apresentam-se os dois planos com um comportamento muito melhor:

$$Ta_I = 0,02 \text{ e } Ta_{II} = 0,06$$

9.1.3 - Ângulo de fase.

Os resultados em relação ao ângulo de fase de cada ponto de estabilização apresentaram algumas limitações, a pesar de eles se encontrarem dentro das faixas típicas nas quais os SAE's desenvolvidos operam.

Os resultados indicam que o posicionamento de 180° de diferencia, entre os pontos de 270° e de 90°, como assim mesmo de 0° e de 180°, são afetados no valor médio por uma parcela sistemática da ordem de 6° com uma variação máxima provável de $\pm 7^\circ$ e no posicionamento de 90° de diferencia, na passagem de 90° a 0°, o desvio do valor médio é de 3° com uma variação máxima provável de $\pm 8^\circ$. Cabe destacar que este posicionamento é independente da frequência ou amplitude da perturbação, como esperado.

9.1.4 - Amplitude de modulação

Quanto à amplitude de modulação, deve mencionar-se que com o SAEHE desligado, (sem controle), o comportamento depende exclusivamente da amplitude da perturbação. Quando se ultrapassa os 125 nm de amplitude de perturbação a amplitude de modulação começa a baixar drasticamente.

Quando o SAEHE está ligado, nas baixas frequências (2,5 Hz a 15 Hz) há considerável melhoria na amplitude de modulação e esta não é praticamente afetada pela amplitude da perturbação. Em frequências mais elevadas (15 Hz a 25 Hz), nota-se que a ação do SAEHE produz melhoras na amplitude de modulação mas não tão fortemente. Obviamente este efeito decorre das limitações do SAEHE que é influenciado, no seu comportamento dinâmico, pela frequência da perturbação.

9.1.5 - Qualidade das imagens.

Uma manifestação clara que evidencia a melhoria proporcionada com a utilização do SAEHE corresponde à melhora da qualidade das imagens quando são comparadas imagens adquiridas na presença de perturbações com o SAEHE ligado e em relação às obtidas com o SAEHE desativado. Este efeito é muito claro quando se trabalha com imagens de franjas ao vivo, mas também é fortemente perceptível nas imagens dos mapas de fase, como pode ser verificado nas Figuras 8.22 e 8.23.

9.1.6 - O contraste.

Apesar de apoiado por uma formulação analítica clara, os resultados associados ao contraste das franjas ao vivo não foram bons. O contraste das franjas, estimado pelas equações apresentadas no capítulo 8, não mostrou relação direta com a amplitude de modulação e sua dependência com a eficiência do SAEHE não ficou comprovada. Acredita-se que o problema possa estar principalmente relacionado com a perda de correlação espontânea na imagem das franjas ao vivo: verifica-se que, após alguns minutos, e dependendo das

características da montagem holográfica, do ambiente e do tipo de iluminação, pode haver redução na qualidade das franjas, o que afeta o seu contraste. Assim, supõe-se que o decaimento natural da qualidade das franjas ao vivo, provocado pela perda de correlação esteja se superpondo com os efeitos da perturbação simulada sobre o contraste das franjas e mascarando estes resultados.

Um outro fator negativo que pode ter contribuído para este problema foi a não homogeneidade da intensidade de fundo que iluminava a superfície do corpo de prova (distribuição gaussiana) o que modifica a forma da onda transversal das franjas, contaminando a medição do contraste.

Em função do tempo disponível para a realização deste trabalho e da infra-estrutura existente na época, principalmente no que diz respeito à velocidade da placa de processamento de imagens e limitações do sistema computacional, não foi possível desenvolver uma forma alternativa para avaliar este indicador.

9.2 - Considerações do ponto de vista de controle:

Os resultados experimentais associados ao desempenho do SAEHE estão em relativamente boa concordância com os modelos dinâmicos de cada elemento e do conjunto do SAEHE, levantados no capítulo 7, como também verifica-se a adequação da função de transferencia interferométrica.

Na sua grande maioria, as repostas dinâmicas dos elementos eletro-eletrônicos tanto de apoio (somador, potenciômetros, chaves, divisores de tensão, etc.), como funcionais, (PMT) por possuírem dinâmicas com frequências muito altas, em relação às frequências de interesse (< 1 kHz), aparecem como elementos de primeiro ordem. Enquanto em que aqueles elementos que cumprem funções mas específicas, como os filtros de sinais, as suas características dinâmicas, por serem funcionais, aparecem nas funções de transferencia.

9.2.1 - O controlador.

No caso do controlador, sendo modelo intrínseco, é do tipo proporcional, e não capaz de melhorar a dinâmica oferecida pelo Lock-in, pois a resposta dinâmica do Lock-in é dada pela constante de tempo do seu filtro passa baixas. Este efeito manifesta-se principalmente nos pontos 270° e 90° , onde o sinal de controle corresponde a um sinal $2f$ muito baixo, em comparação ao sinal f dos pontos 0° e 180° .

9.2.2 - O atuador: Pzt.

A dinâmica do controlador PID da unidade controladora do Pzt (UCPzt), não permite obter respostas dinâmicas muito elevadas do atuador piezoelétrico. Nos experimentos a unidade controladora do Pzt com realimentação foi substituída por uma outra sem laço de controle. Neste caso, a compensação da histereze do Pzt foi realizada pelo próprio SAEHE.

9.2.3 - O sensor: PMT

Em função dos níveis muito baixos associados à intensidade luminosa de um speckle, o fotomultiplicador apresentou limitações quando a montagem holográfica foi realizada tendo um laser de He-Ne de 35 *mW* como fonte de luz: o sinal do fotomultiplicador era muito fraco. Este efeito desapareceu quando um laser de Argônio de 1400 *mW* foi empregado. A solução proposta por Hrebabetsky /28/, para a utilização de um fotodetector normal, permitiu que as medições fossem realizadas com sucesso mesmo quando o laser He-Ne foi usado, mas com a conseqüente perda da especificidade do speckle.

9.3 - Considerações globais sobre o comportamento do SAEHE

O SAEHE desenvolvido e informado neste trabalho tem uma capacidade de comportamento, que é função da amplitude e da frequência de perturbação, mas principalmente do ponto de localização a estabilizar (método dos quatro passos), como pode-se observar nas curvas de nível das taxas de atenuação para cada ponto.

Como o produto do experimento é o mapa de fase e ele é obtido pelo posicionamento nos quatro pontos, então a capacidade do sistema é regido pelo pior comportamento entre os quatro pontos: Os pontos de inflexão (270° e 90°).

Ao se considerar o comportamento como amplitude de perturbação, teríamos que se nos definirmos como aceitável uma situação em que a amplitude de perturbação resultante admissível seja de 50 nm, teríamos que a amplitude transmitida corresponde a ≈ 120 mV (Figura 8.10(b)), logo na Figura 8.11(b), podemos visualizar que a capacidade do SAEHE esta na região baixo a linha de nível 120 mV, que tem como limite em frequência um valor por sobre os 25 Hz, para baixa amplitude e como limite em amplitude de perturbação 210 nm para baixa frequência.

Por outro lado no que diz respeito de uma variação aceitável em fase da ordem de 2 % de ordem de franja (OF), dita variação corresponde a $7,2^\circ$, o que bem a ser o

desvio estandar máximo obtido na experimentação, logo o sistema se define com um comportamento razoavelmente bom.

Enquanto à forma de operação do Lock-in, via computador favorece a dinâmica necessária para a captura das quatro imagens num tempo curto e o sequenciamento do processo de estabilização e captura.

Enquanto à metodologia de operação, tem-se que a definição da área objeto do speckle é fundamental, pois existem regiões que apresentam uma modulação melhor do que outras. Por demais, o speckle a ser utilizado como ponto de controle, tem que possuir a característica de estar localizado num máximo para que o sistema não gere um erro de determinação constante em tudo o mapa de fase, pois o SAEHE consegue a estabilização em pontos de inflexão e pontos de máximo e mínimo. Esta complicação não é tão critica quando se trabalha com o sensor interferométrico.

10 - CONCLUSÕES

Como são envolvidas três diferentes áreas no presente trabalho, a saber: a holografia eletrônica, o aspeto de controle e a proposta metodológica para avaliação de Sistemas Ativos de Estabilização, as conclusões serão apresentadas em torno destas.

10.1 - Sobre o ponto de vista da holografia eletrônica.

O SAEHE atingiu qualitativamente as expetativas quanto à detecção e controle continuo no posicionamento dos quatro passos. Este fato é verificado pela melhoria da qualidade na imagem do mapa de fase obtido com o SAEHE ligado e dos resultados alcançados na estabilização de franjas ao vivo.

Além disso, é possível concluir que, dentro de um domínio delimitado no espaço frequência x amplitude das perturbações, o SAEHE funciona razoavelmente nos níveis estabelecidos como metas de desempenho, enquanto a frequência e, principalmente a capacidade de alongamento do Pzt, o permitirem. A aceitação ou rechaço deste funcionamento, vai depender do que se quer alcançar e das perturbações presentes, em função da capacidade dinâmica determinada experimentalmente.

Por outro lado, os efeitos verificados na amplitude de modulação evidenciam que o SAEHE melhora bastante o resultado, mas esta melhoria está limitada pela resposta em frequência do sistema estabilizador.

Considerando que os níveis de desempenho do SAEHE alcançados nos pontos de inflexão 270° e 90° , são muito inferiores que os níveis dos pontos de máximo e mínimo (0° e 180°), o desempenho global do SAEHE torna-se também limitado por estes pontos de pior desempenho. Para melhorar o desempenho do SAEHE deve-se melhorar o comportamento nos pontos de inflexão, sem alterar seu funcionamento nos demais.

A relação do efeito do dither como elemento de perda da qualidade não é significativa frente às melhorias que aporta o SAEHE.

Ao se comparar com outros SAE's desenvolvidos, verifica-se que uma limitação fundamental típica das aplicações do Lock-in é a constante de tempo do seu filtro passa baixas. A implementação de um filtro de maior ordem permitiria eliminar mais convenientemente a frequência f

ou $2f$, o que permitiria a aplicação de constantes de tempo menores sobre, o sinal de realimentação.

Em relação ao desempenho do SAEHE quanto ao posicionamento do ângulo de fase, existem algumas limitações, que apesar dos ângulos medidos permanecerem dentro de faixas aceitáveis, os resultados foram inferiores às metas e expectativas iniciais. Deve-se destacar que, uma exigência de 2% de uma ordem de franja OF, implica variações de fase de $7,2^\circ$, que coincide com o maior desvio padrão para o posicionamento da fase. Logo o sistema tem um comportamento relativamente bom, neste aspecto.

Em relação a este aspecto, pleiteia-se que do estudo do comportamento do controle sobre os pontos 0° e 270° ou 90° , leve ao conhecimento que permita melhorar o comportamento do SAEHE nos pontos de inflexão. Acredita-se que o modelo apresentado, no domínio de Laplace potencializa este estudo, através do uso de simuladores como o caso do Visual Simulator.

Como as perturbações geradas pelo movimento do ar são principalmente fenômenos de baixa frequência, o SAEHE desenvolvido, tem uma perfeita adequação para medições efetuadas em locais sujeitos a esta perturbação. Assim como no caso de quando existem locais sujeitos a vibrações de baixas frequência, como é o caso de bancadas ópticas de qualidade relativamente baixa.

Pela natureza intrínseca dos sistemas de controle, a histerese presente no Pzt, é compensada pelo SAEHE, permitindo a sua utilização de maneira que não haja necessidade de conhecer as constantes de calibração deste elemento

Como o SAEHE, no processo de carregamento, está desligado, a implementação do registro da variação da fase, enxergada pelo sensor do SAEHE, no momento do carregamento, permite, em um processamento a posteriori, determinar a ordem de franja absoluta no caso de medições 3D, onde as ordens de franja para cada condição de iluminação devem ser conhecidas.

10.2 - Sobre a metodologia.

Através da experiência obtida no processo de aplicação da metodologia, acredita-se que ela é consistente, no sentido que permite obter uma boa avaliação de um SAE. Porém acredita-se que existe, nos experimentos de perturbações controladas, a necessidade de seqüenciá-los de maneira que exista uma independência no registro dos dados, no que concerne ao registro do comportamento

via estação holográfica e os dados registrados pelo analisador digital de sinais (ASD). Isto justifica-se pelo risco de misturar registros de dados em função de envolver um processo repetitivo, o que poderia comprometer o experimento global.

Uma das grandes vantagens de se conhecer o comportamento no espaço amplitude x frequências de perturbação é que sendo dada uma condição de trabalho onde são conhecidas as perturbações, é possível conhecer a priori o resultado da aplicação do SAEHE e as suas limitações.

10.3 - Sobre o ponto de vista de controle

Para a avaliação do desempenho de um SAE e identificação dos seus parâmetros de operação, é fundamental a utilização de dois equipamentos principais: o osciloscópio e o analisador digital de sinais (ASD). Ambos podem ser substituídos por placas de processamento digital de sinais (DSP) de alta velocidade podendo com isto obter a implementação do algoritmo de modulação de amplitude de um sinal senoidal contínuo, no que se baseia o princípio de estabilização.

Por outro lado um trabalho exaustivo pode ser poupado no processo de identificação dos parâmetros do dither como assim mesmo do Lock-in, através do desenvolvimento de um sistema automatizado de detecção de parâmetros, acima da dita placa (DSP)

Da análise das conclusões do item 10.1, desprende-se evidentemente que muitas das melhorias no desempenho do SAE passam por um controlador mais robusto e rápido que o controlador proporcional baseado no sinal gerado pelo Lock-in. Acredita-se que a utilização de um controlador que possua o elemento derivativo (controlador PD) permitiria que o SAE reagisse quando o sistema controlado evidencia um começo de mudança (derivada da mudança). Isto forneceria a rapidez necessária para aumentar sua capacidade dinâmica. Por outro lado o fato de complementar o controlador com um elemento integrativo, (controlador PID), permitiria minimizar os desvios em regime permanente, para diminuir o erro no posicionamento da fase nos quatro passos.

Por outro lado, o que observa o SAEHE, através do sensor PMT, é diferente do ponto de vista dinâmico, do que observa o sistema de processamento de imagem da estação holográfica. Em consequência, quanto mais próximo esteja o sensor da região visualizada pela câmera, melhor cumpre-se a função básica do SAEHE. A melhor condição é aquela em que o elemento sensor da estação (câmera) é o elemento sensor do laço de realimentação no sistema de controle.

Uma outra utilização possível de ser implementada, com modificação do hardware é a utilização da placa DSP para o processo de identificação de parâmetros, como elemento de controle e monitoração da variação da fase, tanto para fins de controle quanto para obter o valor absoluto da ordem de franja, pois com um registro permanente seria possível determinar saber quantas franjas foram geradas em função do carregamento.

Uma outra utilização desta placa DSP consiste na implementação de algoritmos de controle mais sofisticados, uma vez conhecidos o comportamento dinâmico da estação em cada nova configuração.

11 - REFERÊNCIAS

- / 1/ G. S. Coutinho
Técnicas híbridas para análise de tensões combinando elementos finitos e holografia eletrônica - Uma contribuição.
Dissertação de Mestrado, CPGEMC, UFSC. (1993)
- / 2/ C. Wykes
R. Jones
Holographic and Speckle Interferometry. A discussion of the theory, practice and application of the techniques.
Cambridge University Pres, 1989
ISBN 0-521-34417-4
- / 3/ A. Albertazzi G.Jr
W. A. Kapp
A. N. Manzolli
Um sistema prático para aplicação da holografia eletrônica na análise experimental de tensões.
Anais COBEM, (1991).
- / 4/ H. A. Vrooman
A. A. M. Maas
Image processing algorithms for the analysis of phase-shifted speckle interference patterns.
Appl. Opt., Vol.30, No. , 1636 (1991).
- / 5/ A. Albertazzi G.Jr
Medição de microdeslocamentos e deformações pela holografia interferométrica autocalibrada.
Tese de Doutorado, CPGEM/UFSC, (1989).
- / 6/ Don B. Neumann
Harold W. Rose
Improvement of Recorded holographic Fringes by Feedback Control
Appl. Opt., Vol.6,No.6, 1097 (1967).
- / 7/ H. W. Rose
H. D. Pruett
Stabilization of Holographic Fringes by FM Feedback.
Appl. Opt., Vol.7,No.1, 87 (1968).
- / 8/ David R. MacQuigg
Hologram fringes stabilization method
Appl. Opt., Vol.16,No.2, 291 (1977).
- / 9/ Walter R. Leeb
Heinz K. Philipp
Arpad L. Scholtz
Ernest Bonek
Frequency synchronization and phase locking of CO₂ lasers
Appl.Phys.Lett., Vol.41, No.7,592(1982).
- /10/ M. Corke
J. D. C. Jones
A. D. Kersey
D. A. Jackson
All single-mode fibre optic holographic system with active fringe stabilization
J.Phys.E.Sci.Instrum.,Vol.18,185 (1985).

- /11/ Clark C. Guest
Thomas K. Gaylord
Phase stabilization system for holographic data processing.
Appl. Opt., Vol.24, No.14, 2140 (1985).
- /12/ Steven E. Moran
Robert L. Law
Peter N. Craig
Warren M. Goldberg
Optically phase locked electronic speckle pattern interferometer.
Appl. Opt., Vol.26, No.3, 475 (1987).
- /13/ Carolyn R. Mercer
Glen Beheim
Active Phase Compensation System for Fiber Optic Holography.
NASA, Technical Memorandum 101295
- /14/ Jaime Frejlich
Lucila Cescato
Geraldo F. Mendes
Analysis of an active stabilization system for a holographic setup.
Appl. Opt., Vol.27, No.10, 1967 (1988).
- /15/ P. Das
Lasers and Optical Engineering
Springer Verlag New York, Inc.
ISBN 0-387-97108-4, (1991)
- /16/ A. N. Matveev
Optics
Mir Publishers Moscow (1988)
ISBN 5-03-001133-1
- /17/ A. T. Prata
Comunicação pessoal
Agosto, 1993.
- /18/ A. T. Prata
Evaporative Mass Transfer from Open-Topped Cavities.
Ph. D. Thesis, University of Minnesota, May, 1985.
- /19/ Hewlett Packard
Laser-Measurement-System.User's Guide
Manual Part Number05528-900,9March 1988.
- /20/ D. Halliday
Física
R. Resnick Livros Técnicos e Científicos Editora
4. Edição (1984).
- /21/ J.J. Espindola
Fundamentos de Vibrações
Apostila do curso, CPGEM/UFSC, (1992).
- /22/ R. Dorf
Sistemas modernos de control. Teoría y práctica.
Addison Wesley Iberoamericana.
Segunda edición en Español. 1989
ISBN 0-201-64417-7

- /23/ L. Sánchez T. **Limite aceitável de perturbação na estação holográfica de Labmetro.**
Relatorio interno LABMETRO, UFSC, (1993)
- /24/ W.A.Kapp **Otimização Metalográfica do Sistema "Estação holográfica"**
Dissertação de Mestrado, CPGEMC, UFSC. (1997)
- /25/ A. V. Oppenheim
A. S. Willsky
I. T. Young **Signals and Systems**
Prentice Hall International Inc., (1983)
ISBN 0-13-811175-8
- /26/ Thorn Emi **Photomultipliers**
Thorn Emi Electron tubes, (1986)
Catalog PMC/86
- /27/ Hamamatsu **Photomultipliers tubes for very need.**
Hamamatsu Corporation, (1991)
Catalog 88-A
- /28/ F. Hrebabetsky **Computer-Controlled, Active Phase Stabilization for Electronic Holography**
Proc. SPIE vol 2861 (1996)
- /29/ EG&G **The Lock-in Primer**
EG&G PRINCETON APPLIED RESEARCH Scientific Instruments Division. 1986
Catalog T459; 3/86; 2M; B&R
- /30/ D. F. Staut
Milton Kaufman **Handbook of Operational Amplifier Circuit Design.**
McGRAW HILL Book Company, 1976
ISBN 0-07-061797-X
- /31/ Physik Instruments **Low-voltage Piezoelectric Translators.**
Information PZ 28 E 05/87.2
- /32/ Kenneth A. Ramsey **Effective Measurements for Structural Dynamics Testing.**
Sound and Vibration, pgs 24-35,(1975).